TRADE BULGIN MARK
MICRO SENSITIVE SWITCH
BULGIN
BULGIN BRITISH MADE
BULGIN TRADE MADE
BULGIN TRADE MARK

Direttore Responsabile: ANTONIO MARIZZOLI

Sped. in abb. Post. Gr. III

N. 8 - Agosto 1966

SOMMARIO

IN COPERTINA

Particolare dello stabilimento Philips di Monza

Televisione a colori - cinescopio a maschera forata 1027

Dal Giappone - un nuovo televisore a colori 1035

Controllo del guadagno - sintonia fine 1045

La nascita della televisione 1051

Alimentatore a tensione costante 1057

Convertitore di onde rettangolari 1060

Dispositivo ultrasensibile per le riprese fotografiche 1061

Metronomo elettronico 1063

Convertitore per rasoio elettrico 1066

Semplici applicazioni delle fotocellule - I parte 1067

Lo Statistor 1073

Il Mesatransistor al Germanio 1075

Le valvole termoioniche riceventi - XII parte 1087

Servizio radio TV 1105

L'elettronica illustrata 1109

Rassegna delle riviste estere 1113

I lettori ci scrivono 1121

Contagiri - termometro a transistor per motori a scoppio 1127

Il voltmetro elettronico a transistor ad effetto di campo 1135

Panorama radiofonico 1146

Direzione, Redazione, Ufficio Pubblicità: V.le Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano - Tel. n. 92.89.391 - Amministrazione: Piazza Castello n. 22 - Milano - Autoriz. alla Pubbl. Tribunale di Milano n. 4261 dell'1-3-1957. Stampa: S.Ti.E.M. S. Donato Milanese - Concessionario esclusivo per la diffusione in Italia e all'Estero: SODIP - Via Zuretti, 25 - Telefono 6884251 - Milano - Prezzo della Rivista L. 350, numero arretrato L. 700 - Abbonamento annuo L. 3.500, per l'Estero L. 7.000. I versamenti vanno indirizzati a: Selezione di Tecnica Radio-TV - Viale Matteotti, 66 - Cinisello Balsamo - Milano. C/C Postale 3/40678. Per i cambi d'indirizzo, allegare alla comunicazione l'importo di L. 200, anche in francobolli.

CINESCOPIO A COLORI "SHADOW-MASK"

FUNZIONAMENTO E IMPIEGO

Dopo aver descritto mediante uno schema a blocchi il funzionamento di un televisore a colori non sarà inopportuno riassumere brevemente il funzionamento del cinescopio a colori che rappresenta in ultima analisi « il cuore » del ricevitore stesso.

Questo tipo di cinescopio a colori è basato sul seguente principio. I tre luminofori che emettono luce nei tre colori primari, rosso verde e blu, sono depositati sullo schermo del cinescopio sotto forma di piccoli punti, disposti in modo tale da formare un sistema regolare di minuscoli triangoli o « terne » (R, G, B in fig. 1). Il diametro di ciascun punto è di circa 0,42 mm ed i centri dei punti distano tra di loro di 0,72 mm. Alla normale distanza di osservazione queste dimensioni sono tanto piccole che il potere di risoluzione dell'occhio, o acuità visiva, non permette di distinguere né i punti singoli né le terne di punti. Ciò significa che, per diverse intensità luminose dei tre punti della terna, l'occhio non può percepire i differenti colori della luce, ma (e qui sta l'essenza del sistema) solo il risultato della mescolazione additiva dei colori.

Il principio di questo cinescopio, a parte le difficoltà tecnologiche ed i problemi pratici che si presentano nell'applicazione sullo schermo di luminofori con la disposizione triangolare, è estremamente semplice. La difficoltà principale nasce dal fatto che i tre fasci elettronici, modulati rispettivamente con i segnali di colore rosso, verde e blu, che spazzolano le terne nel loro moto normale di scansione lungo lo schermo, devono colpire solamente il proprio luminoforo di ogni terna.

Esiste un metodo assai semplice e praticamente infallibile per eliminare questa difficoltà: la maschera d'ombra (M), montata a breve distanza dallo schermo del cinescopio (figg. 1 a e b). Come si può vedere dalla figura, i tre fasci elettronici si incrociano in un foro e sono quindi obbligati a cadere ogni volta ciascuno sul luminoforo relativo al proprio colore di ogni terna. Nella maschera vi è quindi un foro per ogni terna di luminofori.

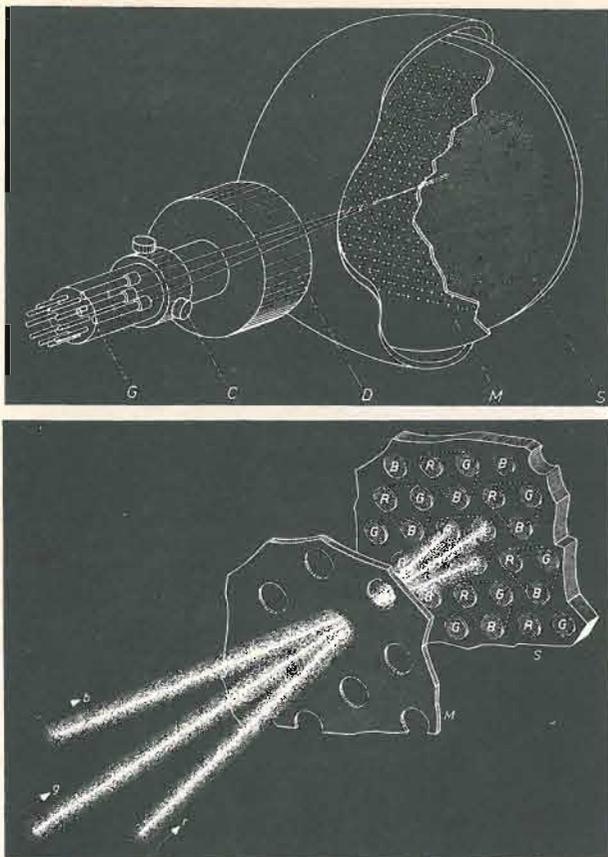



Fig. 1 - Il cinescopio « shadow-mask » a) Sezione trasversale. b) Dettaglio ingrandito dei tre fasci elettronici che attraversano la maschera.
r, g e b = fasci elettronici per i luminofori rossi, verdi e blu; C = sistema di convergenza; D = sistema di deflessione; G = base del cinescopio con i tre cannoni elettronici; M = maschera; S = schermo luminescente con le terne di luminofori

Convergenza statica

Rimane ora solamente da controllare i fasci elettronici in modo che, durante la scansione, essi si incrocino sempre nel piano della maschera, cioè che i punti di **convergenza** giacciano in questo piano. Ciò è abbastanza semplice per la parte centrale dello schermo, in quanto è necessario che i tre cannoni formino un piccolo angolo tra di loro, ma in realtà si è riscontrato che è più conveniente effettuare una piccola correzione mediante deboli campi magnetici per compensare le inevitabili tolleranze costruttive dell'insieme dei tre cannoni.

A questo scopo, nel collo del cinescopio sono montate tre coppie di espansioni polari che abbracciano la zona d'uscita dei cannoni elettronici, disposte in modo che i fasci elettronici debbano passare tra di esse. Nello stesso punto del collo del cinescopio, ma all'esterno, vengono applicati tre elettromagneti i cui nuclei sono esattamente allineati con le espansioni polari interne.

Negli avvolgimenti di questi elettromagneti viene fatta scorrere una corrente continua, variando la quale si riesce a spostare radialmente i fasci elettronici (fig. 2 a e b). La regolazione dello spostamento radiale non è tuttavia sufficiente per garantire che i tre fasci convergano esattamente in un punto comune al centro della maschera; almeno uno dei tre fasci deve essere controllabile in una seconda direzione, preferibilmente tangenziale.

Per questo scopo si è scelto il fascio « blu », il quale viene fatto passare attraverso un'altra coppia di espansioni polari, energizzate dal magnete per lo « spostamento laterale del blu », le quali permettono di muovere orizzontalmente il fascio elettronico relativo al colore blu. Con questi quattro comandi i tre fasci vengono fatti convergere al centro della maschera. Ciò viene detto **correzione della convergenza statica.**

Convergenza dinamica

La questione della convergenza diviene alquanto più complicata se si considera l'effetto del moto di scansione dei tre fasci elettronici. Come si può vedere dalla fig. 3 a, il punto di convergenza tende a spostarsi dietro alla maschera cosicché i fasci elettronici non convergono più in un solo foro della maschera, ma coprono su di essa punti diversi, e colpiscono quindi punti diversi sullo schermo.

Ciascuno dei tre fasci subisce una deformazione geometrica diversa durante il moto di scansione e questo dà nell'immagine un disallineamento eccessivo dei colori, come è illustrato in modo esagerato nella fig. 3 b. La resa dei colori, cioè la purezza dei colori, non è influenzata in quanto i tre fasci colpiscono sempre i luminofori del colore corretto, anche se essi non appartengono alla stessa terna.

L'errore di convergenza descritto deve venir evitato, e questo si ottiene mediante la **correzione della convergenza dinamica.** Le espansioni polari ed i nuclei magnetici impiegati per la correzione della convergenza statica servono simultaneamente per la correzione dinamica, ma mentre nel primo caso la correzione si effettuava utilizzando una corrente continua di opportune intensità e polarità, nel secondo caso sono necessarie correnti variabili con le frequenze di riga e di quadro.

La fig. 3 b mostra che, in prima approssimazione, queste correnti devono avere un andamento parabolico, con una certa asimmetria ottenuta mediante la sovrapposizione di una corrente a dente di sega. Ne segue che per ogni cannone sono necessarie quattro correnti in più, variabili in ampiezza, ed esattamente:

a) una corrente parabolica a frequenza di riga;

b) una corrente a dente di sega a frequenza di riga;

c) una corrente parabolica a frequenza di quadro;

d) una corrente a dente di sega a frequenza di quadro.

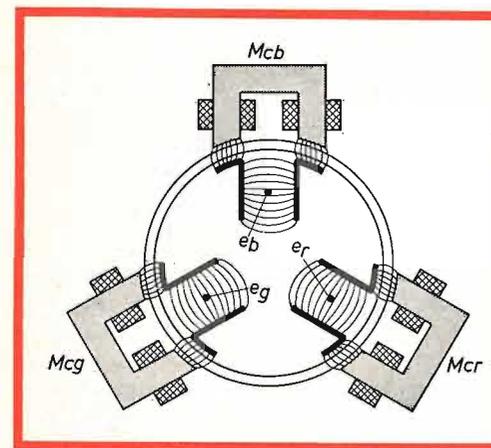
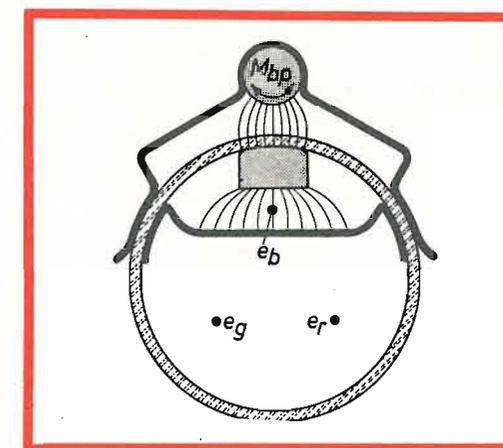
In complesso vi sono dunque 16 controlli, necessari per assicurare la convergenza

a)

b)

Fig. 2 - a) Sistema di convergenza per cinescopio « shadow-mask ». b) Magnete per lo spostamento laterale del blu.
e_b, e_g, e_r = fasci elettronici per i luminofori blu, verdi e rossi; M_{bp} = magnete per lo spostamento laterale del blu; M_{cb}, M_{cg}, M_{cr} = magneti per la convergenza radiale per il blu, il verde ed il rosso

corretta dei tre fasci elettronici su tutta l'area della maschera.

La regolazione di tutti questi sensibili controlli è degna di menzione, in quanto il gran numero di correzioni influenza ogni fascio nel suo totale, attraverso una sola coppia di espansioni polari.

Ciò significa che ciascun fascio può effettuare solamente un movimento correttivo (fig. 2 a), e cioè il blu solo verticalmente, ed il rosso ed il verde dagli angoli inferiori destro e sinistro in una direzione che forma un angolo di 30° con l'asse orizzontale. Ciò significa che in un caso estremo in cui sia necessario un piccolo spostamento verticale, ad esempio del fascio rosso, si otterrà uno spostamento doppio in senso orizzontale (cot 30°). Di conseguenza, il più piccolo ritocco di uno qualsiasi dei controlli di convergenza porta ad una ripetizione praticamente senza fine della regolazione di tutti gli altri.

I circuiti di controllo ed i metodi per ottenere le correnti con le opportune forme d'onda dalle basi dei tempi orizzontale e verticale non verranno discussi in questa sede, ma si deve notare che uno dei requisiti fondamentali di queste correnti è la grande stabilità, qui più importante che in qualsiasi altro circuito di un televisore a colori, in quanto l'allineamento ed il riallineamento della convergenza sono molto più difficili e lunghi, anche per il personale particolarmente abile, che tutte le altre regolazioni necessarie tra la telecamera ed il ricevitore.

Purezza di colore

Osservando la fig. 3 ci si può chiedere come mai, benché negli angoli dello schermo i fasci arrivino con un'inclinazione obliqua, i fori della maschera siano allineati con le terne di luminofori che costituiscono lo schermo stesso. Ciò si può spiegare facilmente. Il corretto raggruppamento delle terne di luminofori viene ottenuto utilizzando la maschera stessa come base.

La maschera è fabbricata partendo da una riproduzione fotografica, ridotta molte volte, di un disegno a grande scala eseguito con grandissima precisione: dapprima piana, la maschera viene messa in una pressa nello stadio finale della produzione, per farle assumere una curvatura leggermente sferica. Mediante apparecchi di precisione essa viene quindi posizionata rispetto al frontale del cinescopio nell'esatta posizione nella quale si dovrà trovare all'interno del cinescopio finito. Nello stesso tempo uno dei luminofori, ad esempio, il verde, viene applicato alla faccia interna dello schermo sotto forma di emulsione in uno strato sottilissimo. L'apparecchiatura prima menzionata comprende una potente sorgente luminosa puntiforme disposta esattamente nel punto in cui si verrà a trovare il centro di deflessione del fascio considerato (D' di fig. 4). In questo modo la maschera esercita per la prima volta la sua funzione, in quanto la luce che attraversa la sua perforazione cadrà esattamente in quei punti dell'emulsione che dovranno essere colpiti, durante il funzionamento del cinescopio, solamente dal fascio elettronico emesso dal cannone relativo al colore verde. In seguito all'irradiazione la emulsione subisce un processo fotochimico di impressione, ed in seguito, con un processo simile allo sviluppo ed al fissaggio del materiale fotografico, l'emulsione che non ha ricevuto luce viene dissolta ed asportata, in modo che rimangano fissati allo schermo solamente i punti verdi disposti regolarmente. Questo procedimento è ripetuto per i punti blu e per quelli rossi, spostando ogni volta la lampada nel rispettivo centro di deflessione teorico.*

In questo modo i fori della maschera corrispondono infallibilmente alle terne di luminofori sullo schermo. Poiché lo schermo è curvo, anche la maschera deve essere curva, in quanto se così non fosse la distanza dei punti ed il loro diametro varierebbero dal centro verso gli angoli dello schermo, producendo una disuniformità che sarebbe chiaramente visibile.

Naturalmente i fori della maschera sono allineati correttamente con i luminofori solo se i centri di deflessione dei tre fasci elettronici corrispondono esattamente ai punti nei quali era stata posta la sorgente luminosa durante la fabbricazione, se si trovano cioè nel piano f - f, come si vede in fig. 4.

La purezza di colore è quindi garantita sia che i tre fasci convergano correttamente o no. Ciò non vale, ovviamente, se la posizione dei centri di deflessione varia, ad esempio se l'unità di deflessione è montata in modo inesatto; i centri di deflessione giacciono allora in un piano f' - f' (fig. 4) e gli angoli d'incidenza con la maschera sono diversi. Si supponga che, per un errore di montaggio dell'unità, il fascio rosso segua il percorso che normalmente dovrebbe fare il fascio verde: ne conseguirebbe un completo cambiamento nei colori sullo schermo. In pratica un caso di questo genere non avviene facilmente, ma da questo esempio si può vedere che un errore anche minimo nell'angolo d'incidenza di un fascio produce effetti ben visibili, specialmente verso gli angoli del cinescopio. I colori saturi come il rosso, il verde ed il blu perdono la loro saturazione: in altre parole essi non sono più puri.

L'inesatto montaggio dell'unità di deflessione non è la sola causa dell'impurezza di colore. I campi magnetici esterni, e tra questi il campo magnetico terrestre, influenzano notevolmente la purezza di colore. Nella metà inferiore della fig. 4 si suppone che un campo magnetico esterno agisca in direzione normale al piano del disegno; in questo caso i fasci elettronici seguono un cammino leggermente curvo e raggiungono la maschera con un angolo di incidenza errato. L'effetto è lo stesso che

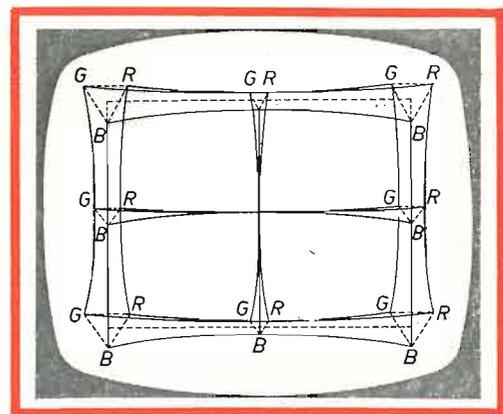
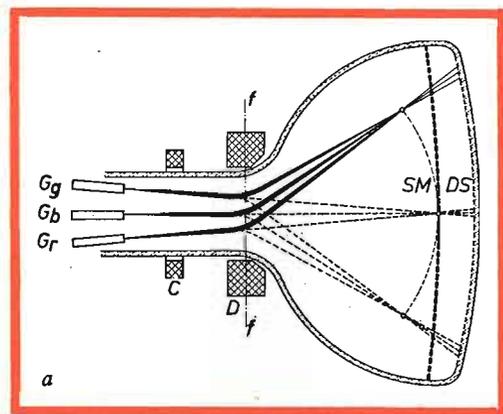



Fig. 3 - Errori di convergenza dinamica. a) La causa. b) L'effetto visto sullo schermo.
C = unità di convergenza; D = unità di deflessione; DS = schermo; G_b, G_g, G_r = cannoni elettronici; SM = maschera; f-f = piano di deflessione.

* L'emulsione viene applicata mediante centrifugazione, in modo da ottenere una disposizione uniforme dello strato sensibile. Si deve però notare che vi sono altri metodi di deposizione.

Fig. 4 - Cause del disallineamento dei colori. Metà superiore della figura: il sistema di deflessione non si trova nella posizione corretta (f-f) ma è spostato verso il collo del cinescopio (f'-f'): il fascio elettronico « rosso » r cade su un luminoforo verde, ed il fascio « verde » g su un luminoforo blu. Metà inferiore della figura: un campo magnetico esterno deflette i fasci elettronici, i quali colpiscono luminofori errati.

D' = centro teorico di deflessione corretto per il fascio « rosso »; M_1, M_2 = magneti per la correzione della purezza di colore; gli altri simboli sono identici a quelli della fig. 3.

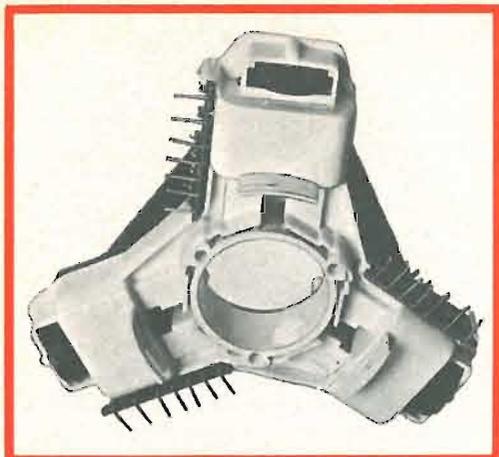



Fig. 5 - Unità di convergenza dinamica (Philips).

si ha con un allineamento errato dell'unità di deflessione, cioè i fasci cadono in parte o completamente nei punti sbagliati e la purezza di colore ne risente. Per quanto riguarda il campo magnetico terrestre, si può ritenere che la sua influenza sia più o meno uniforme, e che i tre fasci elettronici ne subiscano l'influsso non appena escono dai catodi. La correzione di questo effetto è semplice, e consiste nell'applicare un campo magnetico oppositore appena davanti ai tre cannoni elettronici, mediante due anelli magnetizzati diametralmente piazzati sul collo del cinescopio. Il campo magnetico terrestre od ogni altro campo interferente possono essere così neutralizzati completamente dal campo combinato dei due magneti ruotandoli insieme uno rispetto all'altro.

In conseguenza della grande sensibilità del cinescopio ai campi magnetici esterni, la regolazione e la correzione finale della purezza di colore in un ricevitore non possono essere eseguite finché quest'ultimo non è stato disposto nel luogo finale di utilizzazione. Il ruotare il ricevitore in una altra direzione o lo spostare oggetti di ferro vicini all'apparecchio richiede in generale una nuova correzione della purezza di colore. Si deve notare che anche le parti in materiale ferromagnetico del ricevitore stesso, e specialmente la maschera, che è fatta d'acciaio speciale, possono magnetizzarsi accidentalmente, nel qual caso non vi è altro da fare che smagnetizzare tutto il ricevitore in un campo alternato di sufficienti dimensioni ed intensità.

Costruzione generale del cinescopio « shadow mask »

In fig. 8 è mostrata la disposizione del cinescopio con i suoi accessori, cioè con l'unità di deflessione e l'unità di convergenza; sono visibili anche i magneti anulari per la correzione della purezza di colore ed il magnete per lo spostamento laterale del blu.

Fino a qualche tempo fa questi cinescopi erano disponibili solo in una forma, con schermo rotondo da 53 cm (21") di diametro; sembrava che l'adattamento estremamente preciso della maschera allo schermo si potesse ottenere e mantenere per considerevoli periodi di tempo, in presenza di notevoli variazioni di temperatura, solo nel modello rotondo. Tuttavia, negli ultimi tempi, si è dimostrato che è possibile fabbricare anche cinescopi con schermo rettangolare, cosicché si può migliorare l'estetica e diminuire le dimensioni del mobile a parità di formato d'immagine. Come già avvenne per i cinescopi in bianco e nero, per un certo periodo di tempo i cinescopi a colori non vennero fabbricati completamente in vetro, ma con il cono metallico. A parte la riduzione di peso, questo tipo di costruzione presenta più svantaggi che vantaggi, non ultimo il rischio della magnetizzazione del cono d'acciaio.

Come in tutti i moderni tubi a raggi catodici, viene utilizzata la focalizzazione elettrostatica, che richiede in questo caso una tensione compresa tra 4 e 5 kV, C.C. La tensione all'ultimo anodo deve essere compresa tra 20 e 25 kV, con una corrente, per ottenere una luminosità adeguata, di circa 1 mA. Il generatore dell'alta tensione deve essere quindi in grado di fornire una potenza di 20 ÷ 25 W; è necessario ricordare che un generatore di questo tipo può essere estremamente pericoloso.

Come nei ricevitori in bianco e nero, l'E.A.T. è ottenuta mediante trasformazione e rettificazione degli impulsi di ritorno di riga, normalmente in unione con un circuito a diodo di recupero. Nello stesso tempo il legame tra deflessione orizzontale ed E.A.T., attraverso il trasformatore di uscita righe, produce delle conseguenze fastidiose in quanto, con la potenza relativamente alta dell'E.A.T., le variazioni della luminanza media dell'immagine producono variazioni notevoli nel carico del trasformatore, legate con le fluttuazioni della corrente media dei fasci elettronici.

Se la luminosità dell'immagine aumenta, tutte le tensioni del trasformatore diminuiscono e, oltre all'allargamento dell'immagine (una diminuzione dell'E.A.T. ha un effetto più marcato sull'ampiezza dell'immagine che non una variazione della corrente di deflessione), si producono anche errori di convergenza, in quanto le correnti paraboliche ed a dente di sega per la correzione della convergenza sono derivate dal trasformatore di uscita righe.

L'assoluta necessità di mantenere costanti queste correnti porta alla realizzazione di basi dei tempi orizzontali e verticali con circuiti di stabilizzazione altamente efficienti.

In linea di principio l'unità di deflessione è uguale a quelle impiegate normalmente nei televisori in bianco e nero, ma nella progettazione e nella costruzione si devono osservare particolari cure per quanto riguarda la precisione. Le minime irregolarità negli avvolgimenti, che influenzano negativamente l'omogeneità del campo magnetico di deflessione, producono errori di convergenza difficili od addirittura impossibili da correggere. L'angolo di deflessione è minore di quello dei cinescopi in bianco e nero: per i tipi con schermo circolare è di 70°, mentre per quelli con schermo rettangolare è di 90°.

Modulazione dei tre fasci elettronici.

Rimane ora solamente da dire qualcosa sulla modulazione dei tre fasci elettronici mediante i relativi segnali video. Come nei cinescopi in bianco e nero, i segnali possono essere applicati sia al catodo che al cilindro di Wehnelt (g_1) del cannone utilizzando l'elettrodo che rimane libero per la regolazione del livello del nero, mediante l'applicazione di una tensione continua. Si deve ricordare che lo schermo di un ricevitore televisivo a colori è nero solo se ciascuno dei tre cannoni è all'interdizione od al di sotto di essa, in assenza di segnale video. In generale, le tensioni continue necessarie per l'interdizione dei tre cannoni non sono uguali tra loro; inoltre, se la luminosità iniziale (livello del nero) deve, per una ragione qualsiasi, essere aumentata o diminuita, le intensità luminose dei tre luminofori devono essere variate nel rapporto 30 : 59 : 11, se si vuole evitare una falsa colorazione dell'immagine. Tenendo presenti i diversi rendimenti dei tre luminofori e considerando il fatto che le caratteristiche dei tre cannoni non sono mai uguali, ciò significa che le tre tensioni di polarizzazione devono variare insieme, ri-

Fig. 6 - Unità di deflessione per cinescopio a colori (Philips).

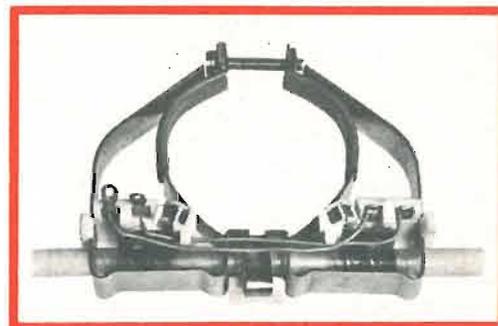



Fig. 7 - Unità per la convergenza laterale del blu (Philips).

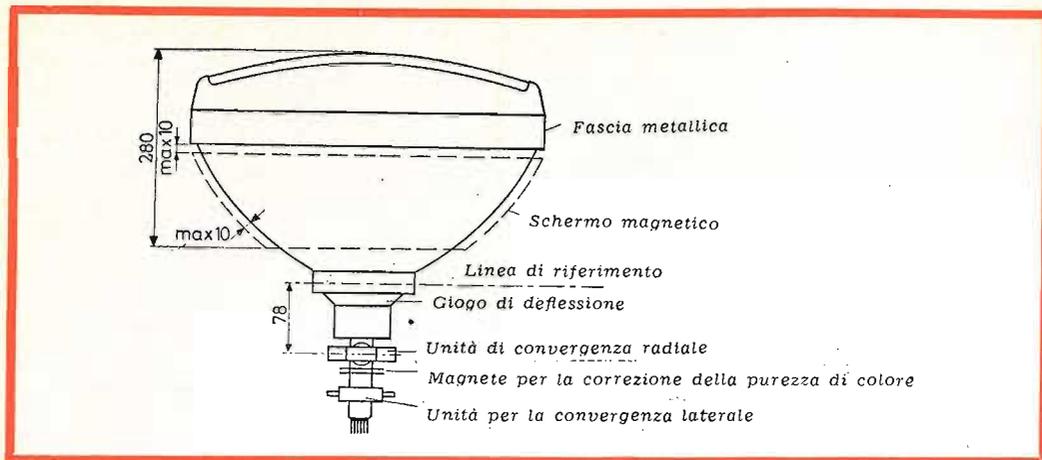



Fig. 8 - Disposizione dei vari componenti sul collo del cinescopio a colori.

spettando un certo rapporto che può variare da un cinescopio all'altro.

Lo stesso ragionamento vale per la determinazione dei tre segnali video: come si è già detto, se nell'immagine vi è una zona bianca, le ampiezze dei segnali video rosso, verde e blu devono essere le stesse attraverso tutto il sistema di trasmissione. È solo al cinescopio a colori del ricevitore che questi tre segnali devono essere applicati in un rapporto tale che, tenendo conto dei diversi rendimenti dei luminofori e delle diversità delle caratteristiche dei tre cannoni, dia intensità luminose sullo schermo nel rapporto 30 : 59 : 11. Questa regolazione viene fatta negli amplificatori video che pilotano i tre cannoni, nel ricevitore. Si deve anche ricordare che si deve garantire un'amplificazione costante ed un'ottima linearità dei tre segnali video. Se queste condizioni non vengono rispettate si ha una falsa colorazione delle immagini.

Si ricorda ancora che la compensazione della non-linearità delle caratteristiche del cinescopio viene effettuata nel trasmettitore.

In vista del gran numero di cause di possibili errori nella riproduzione cromatica si potrebbe pensare che sia un'impresa piuttosto difficile riuscire ad ottenere risultati buoni od almeno accettabili da un sistema di questo genere, ma le immagini televisive a colori ottenute hanno dimostrato che ciò non è vero. In mani sperimentate un buon ricevitore a colori fornisce in realtà immagini di qualità eccellente, molto superiori in brillantezza ed in purezza di colori a tutte le altre forme di riproduzione, compresi i film e le diapositive.

È pertanto giusto apprezzare la perseveranza che ha superato le difficoltà tecniche per rendere una realtà la televisione a colori. In particolare, il cinescopio a colori rappresenta un notevole successo dell'ingegneria elettronica.

L. C.

Fig. 9 - Unità di correzione parabolica del blu (Philips).

(Da « La television en couleurs sans mathematique »)

DAL GIAPPONE

UN NUOVO TELEVISORE A COLORI RIVOLUZIONARIO

di Yasumasa Sugihara-Hisao Ito-Akira Horaguchi

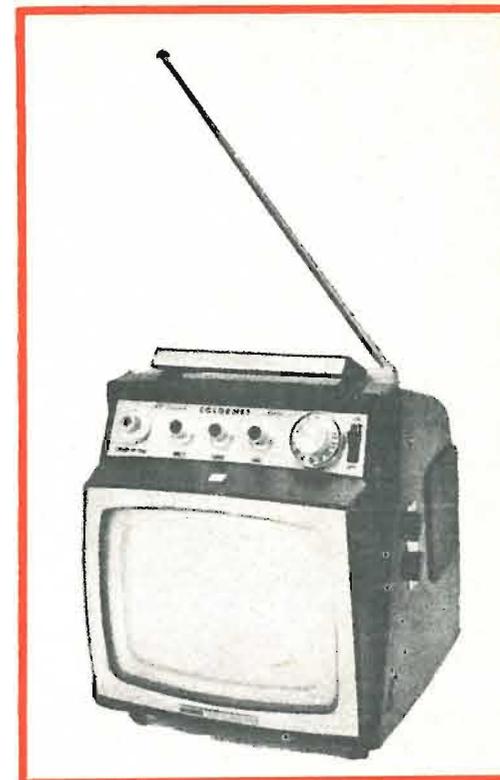



Fig. - 1 Il televisore Colornet è stato progettato per essere venduto inizialmente ad un prezzo di circa 385 dollari. La distribuzione sul mercato giapponese è già iniziata e in seguito verrà pure venduto negli Stati Uniti. Con l'aumento della produzione fra circa un anno la Yaou ritiene di abbassare il prezzo a 275 dollari.

Con l'impiego di un cinescopio ad un solo cannone e con la transistorizzazione del circuito, questo televisore da 7 pollici e mezzo consente, nei confronti degli apparecchi tradizionali, una certa economicità ed una maggiore semplicità di circuito.

Nel piccolo televisore a colori sviluppato dalla ditta giapponese Yaou Electric Co. vi sono delle grosse novità. Questo apparecchio viene chiamato Colornet (Colore a rete) ed è il primo televisore di questo tipo nel mondo. Sia il cinescopio a colori da 7,5 pollici, che il metodo di rappresentazione dei colori sono notevolmente differenti da quelli impiegati nei convenzionali televisori a colori.

Il cinescopio, ad esempio, ha un solo cannone elettronico che presenta l'informazione di colore relativa al rosso, al blu e al verde in modo sequenziale.

I cinescopi convenzionali a colori del tipo a « maschera d'ombra » (shadow mask) presentano contemporaneamente le informazioni relative a tutti e tre i colori. Il nuovo televisore, se si eccettuano il cinescopio e il diodo rettificatore per l'E A T, non impiega valvole, per cui il consumo è ridotto a 30 W quando viene alimentato dalla rete e a 20 W quando ricava l'alimentazione da una batteria.

Un televisore a colori convenzionale a valvole ha un consumo dieci volte più grande. Le figg. 1 e 2 danno due viste di questo nuovo televisore a colori il cui peso si aggira sugli otto chilogrammi. Il cinescopio impiegato, viene denominato Colornetron, ed è una versione del cinescopio di Laurence, sviluppata indipendentemente dalla Kobe Kogyo Corp dalla quale la Yaou acquista i cinescopi.

Un'altra versione dei cinescopi di Laurence, il Chromatron, viene impiegato dal-

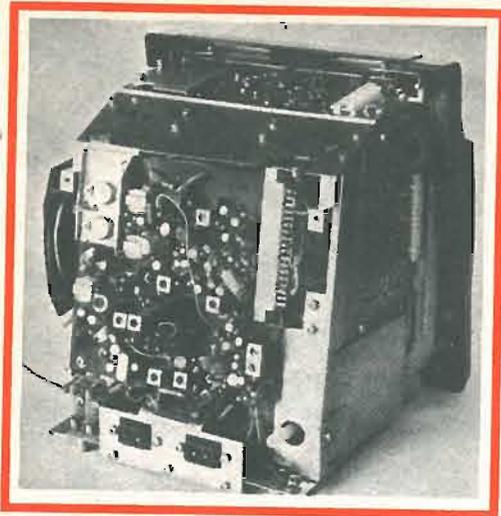



Fig. 2 - Vista posteriore del televisore della Yaou senza il mobile, dalla quale si può rilevare la compattezza del circuito transistorizzato. Il ricevitore pesa circa 8 kg. ed è largo 23,5 cm, alto 26 cm e profondo 26,5 cm.

la Sony Corp nei propri ricevitori, la quale però a differenza della Yaou fabbrica essa stessa questi cinescopi a colori per i propri televisori.

Il problema della purezza

Il Colornetron, come il Chromatron, ha un cannone elettronico orizzontale, che spazzola delle striscie verticali molto sottili di fosfori rossi, blu e verdi. La tensione applicata a due fili sottilissimi coplanari dietro ad ogni terna di fosfori, devia il pennello elettronico sulla striscia fosforescente appropriata.

Le differenze principali fra il Colornetron e il Chromatron sono nei metodi di fabbricazione e nel metodo per assicurare la purezza del colore.

Nel Chromatron per assicurare la purezza, ossia per garantire che il pennello elettronico colpisca sempre il fosforo giusto, il pennello elettronico dello stesso cinescopio viene impiegato per fissare, mediante cottura, nella giusta posizione ciascun fosforo. Ad esempio per depositare il fosforo rosso, la superficie interna dello schermo del cinescopio viene rivestita con fosforo rosso, dopo di che nel cinescopio viene fatto il vuoto.

Viene quindi applicata alla griglia di commutazione la tensione corrispondente al rosso e viene quindi deflesso il pennello elettronico sull'intero schermo. Il fosforo rosso rimarrà incollato solo su quella parte dello schermo che è stata colpita dal pennello elettronico durante la scansione. Per ciascun colore, il cinescopio deve quindi essere vuotato per fissare il fosforo e poi riaperto per togliere il fosforo in eccesso.

La Kobe Kogyo non utilizza questo costoso procedimento, ma deposita i fosfori su di una lastra di vetro ausiliaria esterna al cinescopio usando una mascheratura e la luce ultravioletta per fissarvi e cuocere le striscie di fosfori. In questo cinescopio il problema della purezza viene risolto mediante una speciale griglia di focalizzazione costituita da sottilissimi fili posti immediatamente dietro la griglia di commutazione.

La griglia di focalizzazione fa in modo che l'angolo con cui il pennello colpisce lo schermo fosforescente sia sempre lo stesso indipendentemente dall'angolo di deflessione. Nella fig. 3 è riportato uno schema illustrativo del principio di funzionamento della griglia di focalizzazione. Lo schermo da 7 pollici e mezzo, viene quindi installato dentro all'ampolla di un comune cinescopio da 9 pollici 90°, che è molto usato in Giappone per i televisori in bianco e nero e quindi non è costoso. La fig. 4 mostra l'aspetto del cinescopio a colori così ottenuto.

Fig. 3 - La purezza del colore nel cinescopio Colornetron viene ottenuta mediante una griglia di focalizzazione. L'avvicinamento degli elettroni costituenti il pennello elettronico allo schermo fosforescente avviene sempre nello stesso modo indipendentemente dal suo angolo di deflessione. La tensione esistente fra le griglie di commutazione del colore determina poi quale fosforo colpirà il pennello.

Fig. 4 - I fosfori sono depositati su di uno schermo da 7 pollici e mezzo, che viene poi inserito nell'ampolla di un normale cinescopio da 9 pollici. Questo cinescopio è stato sviluppato dalla Kobe Kogyo Corp. del Giappone.

Cambiamento del centro di colore

Originalmente i cinescopi Colornetron avevano una colorazione dell'insieme di striscie dello schermo centrata sul rosso.

La successione delle striscie colorate era la seguente: rosso-blu-rosso-verde-rosso-blu-rosso-verde. Questa colorazione centrata sul rosso presentava l'inconveniente di non dare una riproduzione fedele in bianco e nero, dato che gli schermi avevano una colorazione simile a quella delle lampade fluorescenti « calde ».

Naturalmente i clienti non gradiscono un'immagine la cui « tinta » differisca di molto da quella a cui sono abituati nei normali TV in bianco e nero.

Perciò il fosforo rosso venne sostituito, passando da un fosforo al fosfato di zinco ad uno con un maggiore rendimento al solfito di zinco.

Ne risultarono dei cinescopi Colornetron che hanno ora una colorazione centrata sul blu.

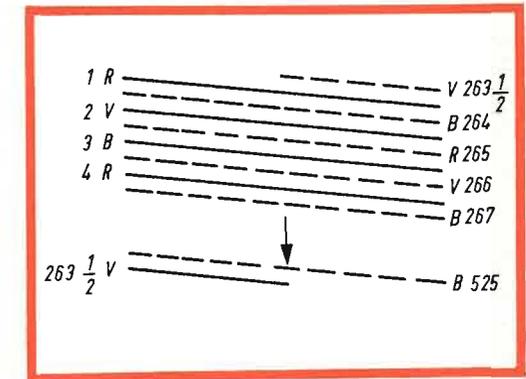



Fig. 5 - La scansione a sequenza di riga è schematizzata in questa figura. Le linee intere rappresentano il primo campo di scansione (semiquadro); le linee tratteggiate il secondo. Da notare che con la scansione interlacciata, ciascun colore viene ripetuto ogni 3 righe.

Commutazione dei colori

Nei cinescopi con la colorazione centrata sul blu, i fili della griglia di commutazione sono disposti sopra alle striscie rosse e verdi. Tutti i fili della griglia disposti sopra le striscie rosse sono riportati ad un terminale e lo stesso dicasi per i fili della griglia che stanno sopra le striscie verdi. La tensione applicata fra questi due terminali determina il tipo di fosforo (quindi il colore) che il pennello elettronico andrà a colpire. I segnali di colore rosso, verde e blu vengono portati a modulare il pennello elettronico secondo una certa se-

Fig. 6 - Quest'immagine fotografata da un televisore della Yaou mostra come la scansione orizzontale attraverso le striscie verticali dei fosfori produce una figura retinata, da cui è derivato il nome: Colornet.

quenza. Con la stessa sequenza, viene commutata la tensione sulle griglie di commutazione, in modo che ciascun segnale di colore vada ad eccitare solo il rispettivo fosforo.

Il funzionamento sequenziale del Colornetron è a cadenza di riga, cioè la commutazione dei colori avviene al termine di ogni riga. I colori vengono riprodotti nella sequenza, rosso, verde e blu come indica la fig. 5, nella quale le linee continue rappresentano le righe della prima trama, mentre le linee tratteggiate rappresentano le righe della seconda trama.

Nei televisori della Sony con cinescopio Chromatron, la commuzione dei colori avviene ad una cadenza di 3,58MHz, ed in considerazione di questa alta frequenza di commutazione, detto sistema viene chiamato sequenziale a punti.

Riduzione della potenza assorbita

Sia il cinescopio a maschera d'ombra, sia il Chromatron non sono molto adatti all'impiego in apparecchi transistorizzati. I piccoli cinescopi a maschera d'ombra sono piuttosto difficoltosi da costruire ed inoltre la maschera d'ombra arresta molti degli elettroni del pennello, per cui è necessaria una EAT molto alta e una forte intensità del pennello per ottenere una immagine con una luminosità soddisfacente.

La luminosità del Colornetron è di circa 100 footlambert, cioè più del doppio dei normali cinescopi a maschera d'ombra.

Ricordiamo al lettore che in Giappone, lo standard televisivo in uso è eguale a quello USA, ossia 525 linee, 30 quadri al secondo, distanza fra le portanti 4,5 MHz.

Il cinescopio Chromatron ad un solo cannone elettronico presenta l'inconveniente di richiedere per la commutazione una certa potenza a 3,58 MHz. I transistor che funzionano bene nei normali circuiti di deflessione, non riescono a soddisfare le esigenze per la commutazione del colore nel Chromatron.

Un altro svantaggio del sistema sequenziale a punti del Chromatron è dovuto al fatto che il pennello eccita il fosforo per un tempo corrispondente a circa la metà di quello relativo al sistema sequenziale, per cui si ha una immagine relativamente pallida.

Inoltre i fili che costituiscono la griglia di commutazione, costituiscono una capacità dell'ordine dei 1000 picofarad, la quale presenta delle forti perdite durante il funzionamento a 3,58 MHz, per cui la potenza necessaria per la commutazione in un cinescopio a sequenza di punti e di circa 20 W.

La potenza impiegata nei circuiti di commutazione di un cinescopio Colornetron è più bassa, perchè è minore la frequenza di commutazione ed ammonta a soli 2 watt.

Questa caratteristica unitamente alla bassa potenza richiesta nei circuiti di deflessione del Colornetron rendono meno difficoltosa la transistorizzazione dei relativi circuiti.

Un'altra osservazione a favore del Colornetron è che non esiste come con l'impiego del Chromatron il problema di ridurre al minimo le irradiazioni spurie del circuito di commutazione a 3,58 MHz.

Spaziatura dei fosfori

La bassa potenza dissipata nelle griglie di commutazione riduce la probabilità che un filo per effetto del riscaldamento possa allungarsi ed incurvarsi. Inoltre un filo allungato è maggiormente sensibile alle vibrazioni che lo possono aiutare ad incurvarsi o a spostarsi dalla giusta posizione. Un filo fuori posto può andare in corto con i fili vicini e alterare la purezza.

Anche nel Colornetron, l'incurvamento dei fili della griglia di commutazione è un fattore che limita la definizione del cinescopio.

La spaziatura fra le striscie di fosfori è evidentemente legata alla minima spaziatura possibile nei fili della griglia.

Perciò si può affermare che la definizione monocromatica è limitata dalla spaziatura fra le striscie di fosfori piuttosto che dalla larghezza di banda dei circuiti del televisore, ed è di circa 200 linee.

Questa mancanza di definizione si può rilevare osservando la fig. 6.

La mancanza di definizione è meno apprezzabile invece con un'immagine a colori. Il televisore con cinescopio Colornetron impiega molti circuiti speciali che non si trovano negli altri ricevitori a colori. La fig. 11 riporta uno schema a blocchi del circuito e la descrizione del funzionamento.

Un solo demodulatore per il colore

L'informazione relativa alla tinta modula di fase nel trasmettitore la sottoportante del colore, la quale viene soppressa e non è quindi irradiata dall'antenna.

L'informazione di colore viene quindi trasmessa come angolo di fase del segnale di crominanza. La fase costante del «Burst» di colore trasmesso in corrispondenza del piedistallo posteriore dell'impulso di sincronismo orizzontale serve come riferimento. Per riottenere i colori originali nel ricevitore, occorre un oscillatore locale che rigeneri la sottoportante per reinserirla nel demodulatore.

La sottoportante generata nel ricevitore viene sfasata opportunamente per farla coincidere con il cosidetto asse di demodulazione.

Una caratteristica importante del Colornetron è che in questo televisore viene impiegato un solo demodulatore anzichè due come avviene nei ricevitori convenzionali. In un ricevitore nel quale s'impieghi un sistema simultaneo per la formazione dei colori, occorre, per riottenere tutti i colori, che vi siano due demodulatori i cui assi siano ad angolo retto, o tre demodulatori i cui assi siano adeguatamente sfasati a rappresentare i segnali differenza rosso, verde e blu.

Il Colornetron è un ricevitore nel quale

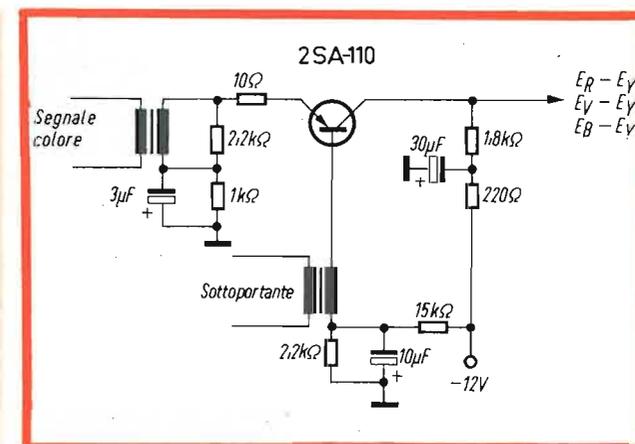



Fig. 7 - Un solo demodulatore del colore è in grado di fornire con buona approssimazione tutti e tre i segnali in sequenza. Ciò si ottiene inserendo nel segnale di colore una sottoportante locale che viene sfasata in anticipo di 120° all'inizio di ogni riga.

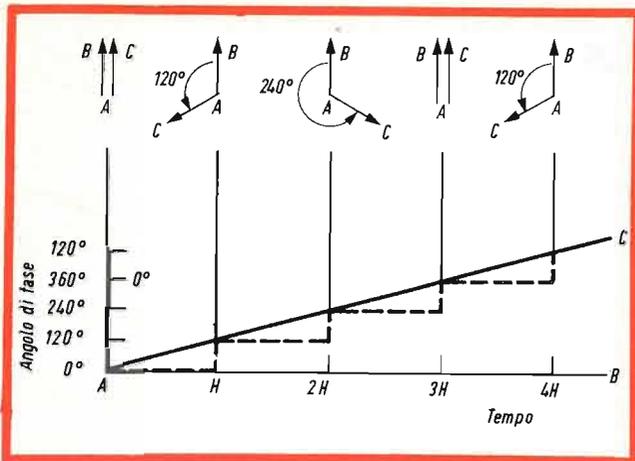



Fig. 8 - La tensione d'uscita dell'oscillatore a cristallo (retta AC) si sfasa con continuità di 120° in anticipo durante ciascuna riga orizzontale cioè nell'intervallo di tempo H, rispetto al burst della sottoportante di riferimento trasmesso (retta AB). La fase della tensione d'uscita dell'oscillatore però deve essere mantenuta costante durante ciascuna linea H, come è indicato dalle linee tratteggiate e dai vettori, per fornire degli assi di demodulazione costanti. Ciò viene ottenuto modulando di fase l'oscillatore in direzione opposta al suo sfasamento in anticipo per un tempo corrispondente al periodo H.

per ricomporre i colori viene impiegato un sistema sequenziale e perciò è necessario solo un demodulatore. Nel demodulatore impiegato in questo ricevitore, fig. 7, l'asse di demodulazione viene cambiato all'inizio di ogni riga per ricavare ciascun colore primario.

Un'altra caratteristica interessante del progetto del televisore della Yaou, è la semplicità e l'economicità del circuito con il quale, viene fatta variare all'inizio di ogni riga la fase della sottoportante e quindi l'asse di demodulazione.

Rotazione di fase

L'oscillazione locale a cristallo non riproduce esattamente la frequenza della sottoportante irradiata dal trasmettitore. Infatti questo oscillatore genera la frequenza della sottoportante più un terzo della frequenza di scansione orizzontale, cioè un terzo di H. Tradotto in cifre si ha:

3,579545 MHz + 5250 Hz = 3,584795 MHz

Si ha così che la tensione d'uscita dell'oscillatore, anticipa di 120° rispetto alla fasce del burst di colore, dopo ogni intervallo di tempo corrispondente al periodo H. Ne consegue ancora che il burst e l'oscillatore locale risulteranno in fase ogni tre righe. Questo fatto viene illustrato nella fig. 8. La retta A C ed il vettore AC rappresentano la fase della tensione in uscita dall'oscillatore. Il vettore AC ruota in senso antiorario rispetto al vettore di riferimento del burst AB, con una velocità di un giro ogni 3H. Tuttavia per demodulare un colore durante una riga bisogna mantenere costante la fase dell'oscillatore durante tutta la riga, come è indicato dalle righe tratteggiate.

Per mantenere costante la fase del vettore AC durante il tempo corrispondente alla scansione di una riga, la tensione di uscita dell'oscillatore viene sfasata in senso orario in un modulatore di fase con la stessa velocità con cui è sfasata in senso antiorario rispetto ad AB.

La tensione di comando all'ingresso di questo modulatore di fase è costituita da un dente di sega il cui periodo è uguale ad H, come è indicato in fig. 9.

Il tratto ascendente del dente di sega ritarda il vettore AC di un massimo di 120° durante la scansione orizzontale di una riga. Il tratto discendente del dente di sega anticipa rapidamente il vettore AC di 120° rispetto al vettore AB durante il tempo corrispondente al ritorno di riga.

Nel televisore della Yaou, la demodulazione del segnale di crominanza avviene lungo degli assi che sono sfasati di 120° in corrispondenza dell'inizio di ogni riga. Questi assi, con buona approssimazione, corrispondono agli assi relativi ai segnali differenza originali.

La piccola differenza di frequenza esistente fra l'oscillatore locale e la sottoportante di riferimento irradiata dal trasmettitore (burst) non altera il processo di demodulazione.

Se l'oscillatore riproducesse l'esatta frequenza della sottoportante, il ricevitore

necessiterebbe di un modulatore di fase per la sottoportante locale, capace di ottenere una variazione di fase di 240° per poter avere i tre assi di demodulazione. Invece nella forma attuale, il modulatore di fase deve produrre uno sfasamento massimo della sottoportante di 120° per cui ne risulta un circuito più semplice. Gli autori hanno anche realizzato un ricevitore sperimentale che funziona alla stessa frequenza della sottoportante e che demodula esattamente secondo di assi dei segnali differenza di colore. Questo ricevitore sperimentale sebbene sia considerevolmente più complicato non presenta un funzionamento apprezzabilmente migliore.

Il circuito di commutazione del colore, che commuta la tensione sulle griglie del colore, è formato da un generatore di una tensione a gradini, come quella riportata in fig. 10. Il generatore è seguito da un amplificatore che eleva la variazione di tensione a 100 volt per gradino. La tensione a gradini viene sovrapposta ad una tensione continua da 4,5 KV. Il generatore della tensione a gradini genera inoltre gli impulsi di comando alla frequenza 3H, impiegati per sincronizzare l'oscillatore locale della sottoportante.

Nessuna smagnetizzazione necessaria

Per i costruttori di televisori portatili a colori, sono di grande importanza gli effetti dovuti al campo magnetico terrestre.

Nel circuito Colornetron, i fosfori sono depositati in forma di striscie verticali. Se il televisore viene spostato in direzione orizzontale, il campo magnetico terrestre produce un lieve spostamento del pennello elettronico in senso verticale. Quindi l'intera immagine si sposta di una piccola quantità i direzione verticale, ma questo fatto non provoca alcun effetto apprezzabile, per cui il televisore può essere spostato a piacere.

Schema a blocchi del ricevitore e descrizione del funzionamento

Il funzionamento del ricevitore a partire dall'antenna fino al rivelatore video è del tutto simile a quello di un normale televisore in bianco e nero. Il segnale viene quindi amplificato nel 1° amplificatore video dopo di che si divide in tre rami. Nel primo ramo il segnale viene portato ad una linea di ritardo e poi ad un circuito trappola che elimina la sottoportante del colore a 3,58 MHz, dopo di che viene amplificato nel II amplificatore video e giunge

Fig. 9 - Il modulatore di fase viene modulato da questa tensione a dente di sega. Durante l'intervallo di tempo corrispondente ad una riga, il tratto ascendente del dente di sega ritarda la fase dell'oscillatore della sottoportante di 120°. Durante il ritorno orizzontale del pennello, la tensione scende a zero permettendo all'oscillatore di sfasarsi in anticipo di 120°.

Fig. 10 - Ciascun gradino della tensione a gradini, dopo essere stato adeguatamente amplificato fa variare il potenziale delle griglie di commutazione del colore per deviare il pennello elettronico su uno dei fosfori « colorati ». Il periodo della tensione a 3 gradini corrisponde a 3 H.

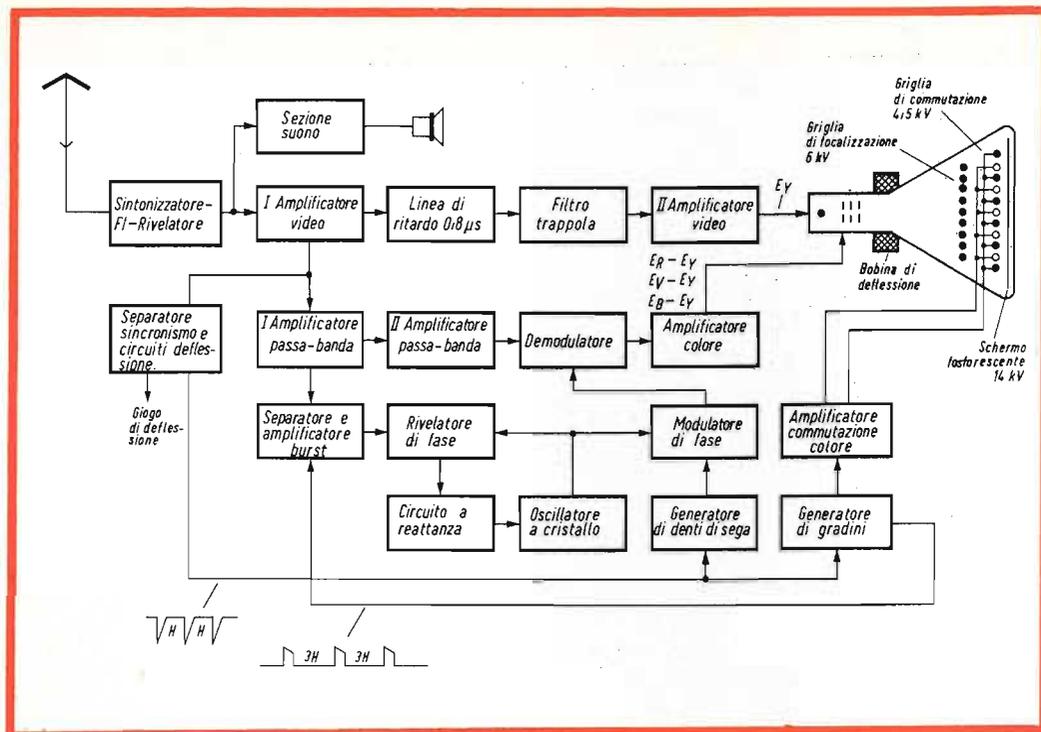



Fig. 11 - Schema a blocchi del ricevitore e descrizione del funzionamento.

al catodo del cinescopio. Questo segnale non è altro che il segnale di luminanza Ey cioè il segnale monocromatico.

Nel secondo ramo vengono separati dal segnale video gli impulsi di sincronismo orizzontali e verticali e portati a controllare le rispettive deflessioni. Gli impulsi di sincronismo orizzontali servono inoltre a comandare il generatore di denti di sega e il generatore della tensione a gradini, che servono per il controllo del circuito sequenziale di riga.

Nel terzo ramo abbiamo un amplificatore passabanda che lascia passare solo la sottoportante di colore e le sue bande laterali, mentre l'informazione relativa al segnale Ey viene eliminata.

Il segnale di crominanza viene quindi amplificato e demodulato in un rivelatore sincrono nel quale la fase della sottoportante di colore inserita determina quale informazione di colore viene fornita in quel momento dal demodulatore. La fase della sottoportante varia di 120° prima dell'inizio di ogni riga cosicchè si ha la demodulazione a turno dei tre segnali differenza di colore Er-Ey, Eg-Ey e Eb-Ey.

I segnali differenza di colore vengono quindi amplificati e portati alle griglie del cinescopio, dove si sommano al segnale monocromatico Ey col risultato di ottenere i tre segnali rosso, verde e blu.

La sottoportante generata dall'oscillatore a cristallo viene modulata di fase da un modulatore che a sua volta è pilotato da un generatore di denti di sega. Nel rivelatore di fase, la fase dell'oscillatore a cristallo viene paragonata a quella del segnale di riferimento irradiato dal trasmettitore (burst).

Una eventuale differenza di fase fra questi due segnali genera un segnale di errore che viene portato al tubo a reattanza e quindi indietro all'oscillatore a cristallo. La comparazione di fase viene comandata ogni tre righe da un segnale prelevato dal generatore della tensione a gradini. La tensione a tre gradini, dopo essere stata amplificata, viene portata a polarizzare le griglie di commutazione del colore per deflettere il pennello elettronico in modo che vada a colpire il fosforo dal colore desiderato.

G. Abussi

Banco di controllo per la taratura di un ricevitore AM/FM (fabbrica apparecchi Philips - Monza).

Controllo del guadagno «gated»
Sintonia fine automatica (C.A.F.)

Viene descritto abbastanza dettagliatamente il funzionamento di due circuiti molto importanti in un televisore. Il controllo del guadagno del tipo « gated » e il controllo automatico della sintonia fine (C.A.F.).

Perché al catodo del cinescopio sia presente sempre lo stesso livello di segnale, indipendentemente dalla variazione dell'intensità di campo a cui può andare incontro il segnale trasmesso lungo il « cammino » dal trasmettitore al ricevitore, è necessario che il ricevitore sia munito di un sistema che controlli automaticamente il guadagno dei vari stadi di amplificazione.

Questo « sistema » dovrà essere pilotato da una tensione il cui valore non dovrà dipendere dal **contenuto dell'immagine** trasmessa o da impulsi di disturbo ma dovrà invece essere in stretta dipendenza solo con **le variazioni dell'intensità di campo del segnale**.

Nei radioricevitori ciò risulta abbastanza facile in quanto è sufficiente prendere come tensione di regolazione (C.A.V.) la tensione presente al rivelatore e filtrarla opportunamente. Il valore « medio » di questa tensione corrisponde all'intensità della portante e quindi all'intensità di campo della medesima.

Nel televisore le cose sono diverse in quanto nel caso di trasmissione di una scena completamente bianca, il valore medio della portante è appena il 20% circa dell'ampiezza della portante non modulata mentre nel caso di trasmissione di una scena completamente oscura l'ampiezza della portante può diventare addirittura il 180% dell'ampiezza della stessa portante ma in assenza di modulazione. In queste stesse condizioni l'ampiezza della portante in corrispondenza dell'impulso di sincronismo è rispettivamente del 10% e del 90%. Conclusione: solo l'impulso di sincronismo può considerarsi una misura dell'intensità di campo del trasmettitore.

Il raddrizzatore pilotato

In fig. 47 è riportato lo schema di principio di un raddrizzatore « pilotato ». All'anodo di Ro_1, vengono applicati mediante C_1 gli impulsi di ritorno di riga. La componente positiva di questo impulso fa circolare nella valvola una certa corrente di elettroni che va a caricare il condensatore C_1; questo assume la tensione di picco della tensione. Durante la pausa tra un impulso e l'altro il condensatore risulta collegato a massa attraverso l'avvolgimento del trasformatore di riga che produce tale impulso. Il punto A quindi risulterà **negativo** rispetto massa e la valvola Ro_1 sarà bloccata.

Siccome il condensatore durante la pausa tra un impulso e l'altro può scaricarsi solo di poco a causa dell'elevato valore dei resistori R_1 e R_2, dopo la carica prodotta dal primo impulso, i successivi impulsi faranno circolare nella valvola e quindi anche nel condensatore solo quel numero di elettroni scaricati a massa dai suddetti resistori durante la pausa tra un impulso e l'altro.

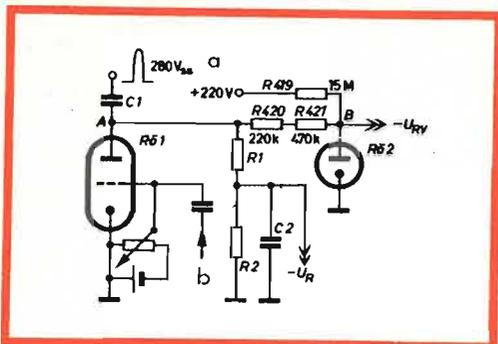



Fig. 47 - Principio di funzionamento della regolazione automatica dell'amplificazione. a) Impulso di ritorno di riga. b) Segnale video.

Si stabilirà quindi un equilibrio tra cariche che « entrano » e cariche che « escono » dal condensatore. Sull'anodo di Ro_1 avremo quindi una **tensione negativa pulsante** che verrà filtrata dal gruppo R_1-C_2 che segue.

Se ora si varia la tensione presente tra catodo e griglia di Ro_1 (rendendo, per esempio, più negativa la griglia rispetto al catodo), anche i precedenti impulsi di corrente diventeranno più piccoli. Anche la tensione negativa sul punto A diminuirà fino al raggiungimento di un dato equilibrio. Viceversa, un valore positivo della tensione di griglia, farà aumentare la cor-

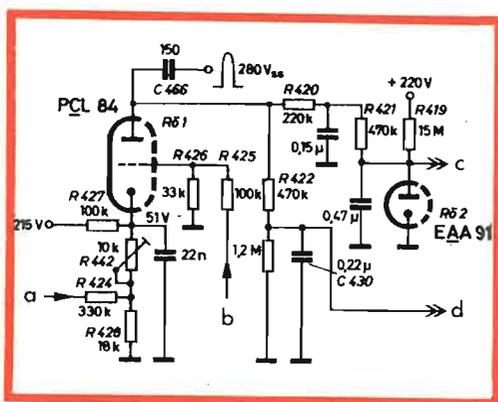



Fig. 48 - Schema elettrico di un circuito C.A.G. « gated ». a) Dal potenziometro del contrasto; b) dalla finale video; c) — U_{RV} all'amplif. R.F.; d) — U_R all'amplif. F.I.

rente anodica e di conseguenza anche la tensione negativa presente in A.

Formazione della tensione C.A.G. «gated»

Innanzitutto si regola la tensione di polarizzazione di griglia in modo che nella valvola non possa circolare corrente. Se ora applichiamo alla griglia l'impulso positivo del segnale di sincronismo di riga, avremo circolazione di corrente nella valvola e quindi formazione di tensione negativa sull'anodo solo se **contemporaneamente** sarà presente sull'anodo l'impulso positivo di ritorno di riga.

In fig. 48 è riportato lo schema completo di un sistema di formazione di tensione C.A.G. di questo tipo (gated C.A.G.).

Sul catodo di Ro_1 viene prodotta una tensione di 51 V mediante il partitore formato da R 427, R 442 e R 428. Alla griglia viene applicata una frazione di segnale video proveniente dall'anodo della finale video mediante il partitore di tensione R 426 e R 425. Sull'anodo della finale video, in condizioni di quadro normali, la tensione video in corrispondenza dei segnali di sincronismo è $V_{pp} = 200$ V mentre in corrispondenza del livello del nero è $V_{pp} = 190$ V. Sulla griglia avremo quindi rispettivamente $V_{pp} = 49{,}5$ e $V_{pp} = 47$ V. Il valore effettivo della griglia sarà quindi:

$$V_{gpp} = 49{,}5 - 51 = -1{,}5 \text{ V}$$

(« tetto » dell'impulso)

e

$$V_{gpp} = 47 - 51 = -4 \text{ V}$$

(livello del nero).

Siccome il triodo risulta bloccato già con una tensione di — 3,5 V è evidente che il contenuto non potrà in nessun caso portare in conduzione la valvola.

Sull'anodo di Ro_1 è presente tramite C 466 la tensione dell'impulso di ritorno di riga. In condizioni di perfetto sincronismo, entrambi gli impulsi si presentano sui rispettivi elettrodi simultaneamente e quindi avremo produzione di tensione negativa sull'anodo nella maniera anzidetta; è evidente che il livello di tale tensione

dipenderà dal livello dell'impulso di sincronismo. Il contenuto dell'immagine ed eventuali impulsi di disturbo, presenti tra una riga e l'altra non potranno « falsare » questa tensione dato che in questo stesso periodo di tempo l'anodo è sempre negativo.

La tensione negativa C.A.G. perviene alla sezione F.I. attraverso il filtro costituito da R 422 e C 430. Supponiamo che la tensione video, a causa di una riduzione dell'intensità del campo, scende a $V_{pp} = 195$ V; automaticamente aumenta ne C.A.G. diminuirà, con conseguente aumento di amplificazione e quindi del segnale video e del contrasto.

Tensione C.A.G. ritardata per lo stadio amplificatore R.F.

Il controllo del guadagno dello stadio amplificatore R.F. del selettore deve iniziare con un certo ritardo (rispetto a quello applicato all'amplificatore F.I.) in modo da avere in condizione di ricezione dei segnali deboli, il miglior rapporto segnale/disturbo.

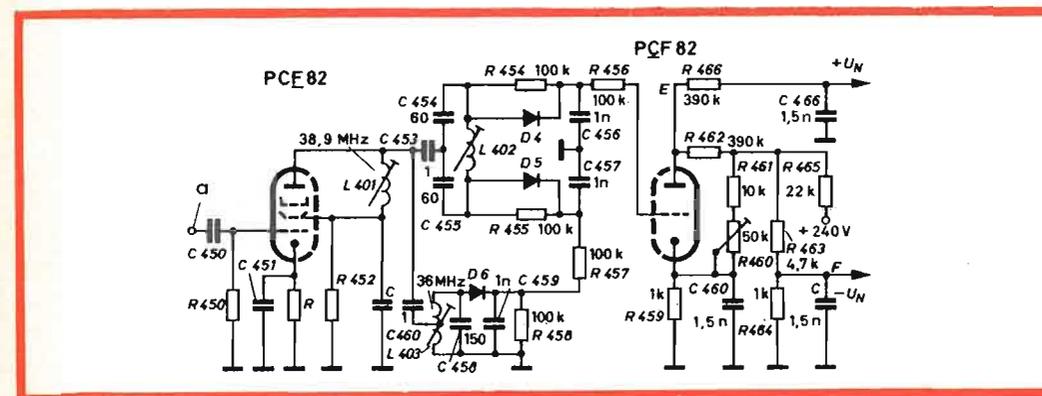



Fig. 49 - Schema elettrico di un circuito C.A.F. (sintonia automatica). a) Dall'anodo dell'ultimo stadio F.I.

anche la tensione di polarizzazione di griglia di Ro_1 diventando

$$V_{pp} = 48{,}5 \text{ V} - 51 = -2{,}5 \text{ V}.$$

La corrente nella valvola diminuisce e la tensione — U_R (C.A.G.) conseguentemente diventa più piccola. L'amplificatore F.I., ricevendo una tensione C.A.G. più bassa, reagisce amplificando di più e alla fine avremo un segnale video più elevato applicato all'elettrodo di controllo del cinescopio.

Anche il comando manuale del contrasto influisce sulla tensione C.A.G. Aumentando infatti il contrasto, aumenta la tensione sul catodo (per esempio, diventa 51,5 V). Siccome però anche la tensione di polarizzazione di griglia aumenta ($V_{gpp} = 49{,}5 - 51{,}5 = -2$ V) la tensio-

Lo stadio amplificatore R.F. dovrà quindi lavorare con la massima amplificazione (assenza di tensione C.A.G.) fintantoché l'immagine sia esente da « neve », contemporaneamente però all' amplificatore della F.I. sarà applicata una elevata tensione C.A.G.

La fig. 47 ci aiuterà a comprendere il funzionamento del C.A.G. ritardato. L'anodo del diodo Ro_2 riceve la tensione di + 220 V attraverso il resistore R 419 (15 MΩ) e contemporaneamente quella negativa proveniente dal punto A attraverso i resistori R 420 e R 421. I resistori R 419, R 420 e R 421 formano quindi un partitore di due tensioni, una positiva e l'altra negativa verso massa. L'insieme può essere « visto » con un circuito a ponte nella

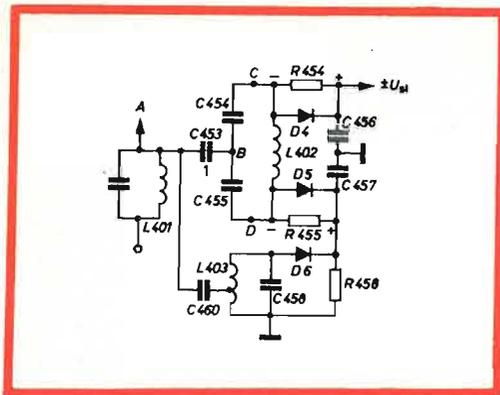



Fig. 50 - Particolare del discriminatore di fase di figura 49.

cui diagonale (da B verso massa) si trova il diodo Ro_2. Fintantoché la tensione presente su A è tanto bassa da non rendere negativo il punto B, il diodo Ro_2 continuerà a condurre. In queste condizioni il punto B è come se fosse collegato a massa e la tensione C.A.G. ($-U_{RV}$) sarà nulla. Solo quando il punto B diventerà negativo, il diodo si bloccherà, e sul punto B avremo una tensione negativa il cui valore dipenderà ovviamente dalla tensione negativa presente sul punto A.

Conclusione: in un primo momento abbiamo quindi **solo** la tensione C.A.G. ($-U_R$) che viene applicata all'amplificatore della F.I., e la tensione C.A.G. ritardata ($-U_{RV}$) per lo stadio RF risulta cortocircuitata dal diodo in conduzione. Appena però il diodo viene bloccato, la tensione $-U_{RV}$ comincia ad aumentare rapidamente.

Regolazione automatica della sintonia fine C.A.F.

Per ricevere una buona immagine è necessario che la portante video F.I. abbia all'incirca la frequenza di 38,9 MHz. Tale portante deve inoltre trovarsi al centro del fianco di Nyquist. Il circuito C.A.F. deve quindi produrre una tensione che applicata ad un diodo Varicap posto in parallelo al circuito oscillante dell'oscillatore locale (VHF o UHF) riporti automaticamente la frequenza dell'oscillatore locale al valore esatto (portante al centro del fianco di Nyquist) tutte le volte che la frequenza dell'oscillatore per qualsiasi motivo si allontana in più o in meno da questo valore.

Il circuito

Il segnale F.I. prelevato dall'anodo dell'ultima valvola F.I. viene portato attraverso il condensatore C 450 (fig. 49) alla griglia controllo del sistema pentodico di una PCF 82. Sull'anodo di questa valvola viene prelevata la portante F.I. dal primario del discriminatore di fase. Quest'ultimo è accordato esattamente a 38,9 MHz. Pertanto se la frequenza della portante video F.I. (in seguito ad una variazione della tensione dell'oscillatore) diventa più bassa o più elevata di questo valore, all'uscita del discriminatore di fase avremo una tensione o positiva o negativa che farà aumentare o diminuire la corrente anodica del sistema triodico della PCF 82. Ciò si tradurrà in una variazione di tensione ai punti E e F che verrà applicata al diodo Varicap presente nel selettore UHF e VHF.

La capacità di un diodo Varicap (con giunzione di lega) varia secondo questa legge:

$$C = \frac{k}{\sqrt{V_{inv} + V_{diff.}}}$$

dove, V_{inv} è la tensione inversa applicata e $V_{diff.}$ è una tensione di diffusione interna con valore di circa 0,5 V, k una costante.

La capacità di un diodo Varicap (con giunzione diffusa) varia secondo quest'altra legge:

$$C = \frac{k}{\sqrt[3]{V_{inv} + V_{diff.}}}$$

Pertanto, una diminuzione della tensione inversa V_{inv}, significa un aumento della capacità C, e nel caso pratico, una diminuzione della frequenza dell'oscillatore nel caso questa si fosse spostata dal suo valore. Con R 460 si regola il punto di lavoro del circuito C.A.F.

Il discriminatore di fase

Primario e secondario del discriminatore di fase di fig. 50 vengono accordati alla frequenza della portante video F.I. Il primario è accoppiato mediante C 453 al « centro capacitivo » del secondario. Il valore basso di C 453 significa un accoppiamento lasco. I due circuiti formano inoltre un filtro di banda con accoppiamento molto lasco. A causa di questo accoppiamento lasco sul punto B si trova una tensione con fase uguale a quella presente nel punto A del primario (U_p).

Correnti e tensioni R.F. nel discriminatore di fase

In un filtro di banda la corrente I_s nel secondario dipende dalla frequenza. Nella condizione di risonanza I_s è in fase con U_p. L'angolo di fase tra U_s e U_p è 90°; ($\varphi = 90°$).

Su C 454 e C 455 (fig. 51a) si trova rispettivamente $U_s/2$. Sul punto C si trova la tensione effettiva per il diodo D_4 ottenuta per addizione algebrica di

$$U_{D4} = \sqrt{U_p^2 + U_{C4}^2} = U_p + j\,U_{C4}$$

Sul punto D si trova la tensione effettiva per il diodo D_5

$$U_{D5} = -\sqrt{U_p^2 + U_{C5}^2} = U_p + j\,U_{C5}$$

In condizione di risonanza abbiamo

$$U_{D4} = U_{D5} \quad \text{(fig. 51b)}$$

Quando la frequenza applicata al primario è più elevata della sua frequenza di risonanza (f > fres) la corrente I_s nel secondario è in anticipo rispetto alla tensione U_p del primario. L'angolo di fase tra U_s e U_p è maggiore di 90° ($\varphi > 90°$) L'addizione geometrica (fig. 51c) dà U_{D4} più elevata di U_{D5} ($U_{D4} > U_{D5}$).

Quando la frequenza U_p è inferiore alla frequenza di risonanza (f < fres), allora la corrente I_S nel secondario è in anticipo rispetto alla tensione del primario. L'angolo di fase tra U_S e U_P è più piccolo di 90° ($\varphi < 90°$). A causa di ciò, la somma algebrica (fig. 51d) darà U_{D4} più piccola di U_{D5} ($U_{D4} < U_{D5}$).

Tensioni continue

La tensione U_{D4} produrrà una corrente attraverso il diodo D_4. Sul condensatore C 456 si formerà quindi una tensione positiva continua $+ U_4$. Per il diodo essa rappresenta una tensione inversa e un valore corrispondente a U_{D4}. Analogamente U_{D5}

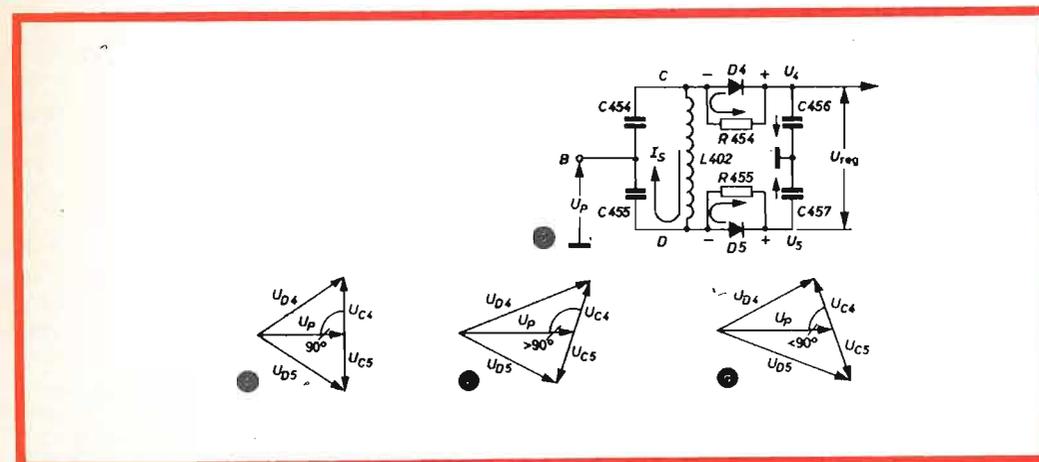



Fig. 51 - Funzionamento del discriminatore di fase. a) Schema di principio; b) diagramma vettoriale delle tensioni quando f = fres; c) diagramma vettoriale quando f > fres; d) diagramma vettoriale quando f < fres.

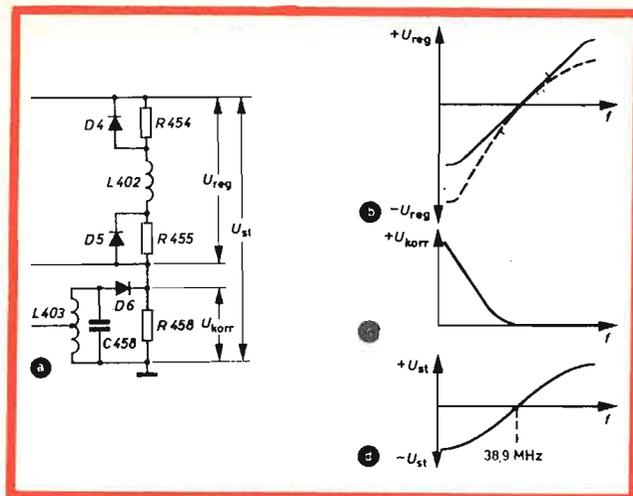



Fig. 52 - a) Circuito per la correzione della tensione C.A.F. proveniente dal discriminatore; b) asimmetria della tensione U_{reg}; c) tensione di correzione U_{korr} proveniente dal circuito relativo; d) dalla somma di $U_{reg} + U_{korr}$ si ottiene l'effettiva tensione C.A.F. (U_{st}) da applicare al diodo varicap.

produrrà una corrente attraverso il diodo D_5. Si formerà una tensione U_5 contraria a U_4. Per D_5 essa rappresenta una tensione inversa e in valore corrispondente a U_{D5}. In condizioni di risonanza $U_4 = U_5$. Attraverso i condensatori C 456 e C 457 le due tensioni uguali e contrarie s'annullano.

La tensione di regolazione risultante

$$U_{reg} = U_4 - U_5 = 0.$$

Al di sopra della frequenza di risonanza abbiamo U_4 maggiore di U_5 e la tensione di regolazione $U_{reg} = U_4 - U_5$ sarà positiva. Al di sotto della frequenza di risonanza U_4 diventa più piccola di U_5 e la tensione di regolazione $-U_{reg}$ sarà negativa.

Correzione del fianco di Nyquist

In condizioni di taratura perfetta la portante video a 38,9 MHz si trova al centro del fianco di Nyquist. Ciò significa oltretutto che una variazione di frequenza produce una variazione di ampiezza della portante. In condizioni normali, la tensione continua $\pm U_{reg}$ prodotta da un discriminatore varia in funzione della frequenza intorno al punto zero (fig. 52b).

Siccome però l'ampiezza della portante video nello spostamento verso le alte frequenze (per esempio 39,9) diminuisce considerevolmente, anche la tensione di regolazione $+U_{reg}$ diventa più piccola. Viceversa quando la portante si sposta verso le frequenze più basse (per esempio 37,9), la sua ampiezza aumenta e aumenta quindi anche la tensione negativa di regolazione $-U_{reg}$ (curva tratteggiata in fig. 52b).

In questa maniera, a parità di spostamento di frequenza verso le alte e le basse frequenze rispetto al centro del fianco di Nyquist, si avrebbero due differenti valori della tensione da applicare al diodo Varicap. È necessario quindi disporre di una tensione di correzione.

A questo scopo, la portante video viene portata anche al circuito oscillante L 403, C 458 (fig. 52a). Questo è accordato su 36 MHz e dimensionato in modo che la sua curva di risonanza raggiunga lo zero in corrispondenza della frequenza di risonanza.

Quando la portante si sposta verso le basse frequenze, sul diodo D_6 si forma una tensione che produce una corrente nel diodo stesso e una tensione positiva continua $+U_{korr}$ agli estremi del resistore R 458 (fig. 52c). Questa tensione viene a trovarsi in serie alla tensione U_{reg} e ne corregge il forte aumento. Dalla somma di $U_{reg}+U_{korr}$ si ottiene la tensione di pilotaggio del varicap U_{st} (fig. 52d), che varia d'ampiezza simmetricamente rispetto allo zero.

In questa maniera si ottiene una regolazione simmetrica di frequenza che abbraccia $\pm$ 1 MHz.

La nascita della televisione

Riportiamo una breve analisi della nascita della televisione, mettendo in evidenza i vari sforzi compiuti dai primi investigatori in questo campo. Pensiamo che questo articolo possa interessare i nostri lettori in quanto aiuti a chiarire il grande sviluppo avuto dalla televisione in pochi anni.

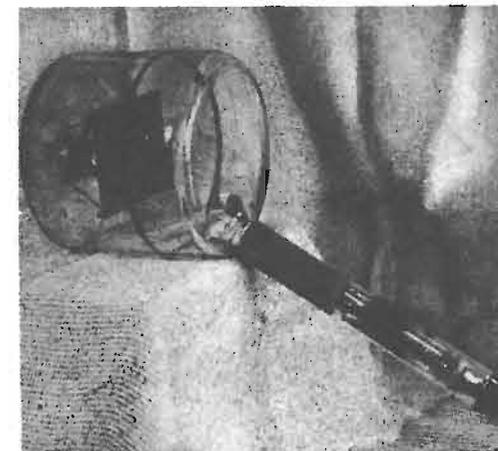
Ora che la televisione è diventata un mezzo di inestimabile valore, molti resteranno meravigliati forse di come molto tempo fa nacque l'idea che portò a questa scoperta dell'intelletto umano.

È più facile porsi la domanda che rispondere, perchè la televisione dovette passare attraverso un lunghissimo processo di sviluppo prima di arrivare al livello raggiunto ai nostri giorni.

In verità, non si potrebbe scegliere un esempio migliore per mostrare come talvolta una grande mole di lavoro debba essere intrapresa da numerosi scopritori affinchè un'idea nata dall'immaginazione possa dare utili risultati.

Sebbene altri possano avere opinioni differenti, si dovrebbe essere propensi a cercare l'origine della televisione sul piano mentale e trovare quando il principio della « visione a distanza », come esso fu chiamato, fu per primo formulato.

Si può notare che in molti casi la mente umana pensa molto in avanti, e talvolta occorre un secolo o più per trasformare un'idea in realtà pratica.

Una breve spiegazione del principio del-

L'iconoscopio di Zworykin.

Mr. Kerkhof mostra il vecchio disco di Nipkow, la lampada e il monitor a 30 righe di un vecchio complesso TV.

la televisione servirà a dimostrare questo. Si pensa che la televisione, come il cinema, si limiti a dare due dimensioni di una scena.

Nel cinema, il movimento è risultato dalla proiezione una dopo l'altra di piccole immagini impresse sulla pellicola fotografica. In realtà gli oggetti sullo schermo non si muovono. Il loro movimento è un'illusione creata nella nostra mente in virtù della persistenza delle immagini sulla retina. Il principio della televisione è allo stesso modo basato sulla persistenza delle immagini, ma in modo più esteso. L'informazione nella scena che deve essere trasmessa è rivelata punto per punto elettronicamente, da sinistra a destra e dall'alto in basso, con lo stesso movimento che compie l'occhio per leggere.

L'informazione viene convogliata verso il ricevitore attraverso un circuito elettrico. Il ricevitore contiene un dispositivo che produce un pennello di luce molto brillante, la cui intensità varia in relazione all'informazione trasmessa, e che si muove sullo schermo con un movimento uguale a quello di lettura.

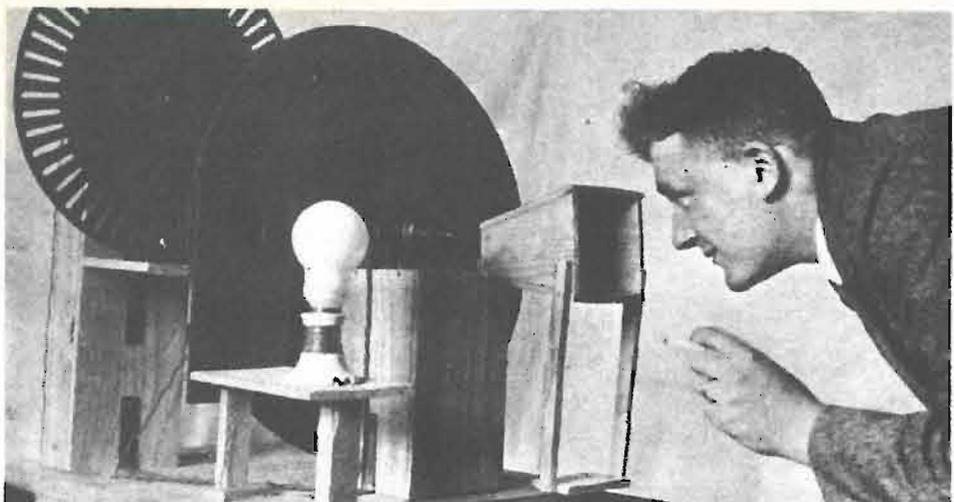
Vi è inoltre un sistema di sincronizzazione per assicurare che ogni punto venga riprodotto nella sua posizione esatta sulla superficie. Se il movimento di lettura è sufficientemente rapido, il pennello di luce non si vede; si ha l'illusione che l'intera superficie sia luminosa e non si è in grado di seguire la sequenza se si è a una certa distanza.

L'evidenza della presenza del pennello luminoso può essere rivelata solo da una osservazione fine e critica dello schermo; è poi possibile vedere delle righe che rappresentano il cammino del pennello da sinistra a destra. Questo crea l'illusione secondaria che la superficie sia fatta di righe orizzontali. Questo in breve, è il principio su cui si basa la televisione — un modo sorprendentemente semplice in apparenza. Ma le apparenze ingannano; si deve tornare indietro di almeno 114 anni; proprio sei anni dopo la prima dimostrazione del telegrafo di Morse, per trovare a grandi linee il principio ora descritto su un brevetto inglese. Il brevetto numero 9745 porta il nome di Alexander Bain e fu notificato il 27 novembre 1843; esso porta il titolo « Complesso per produrre immagini a distanza per mezzo dell'elettricità ».

Il disco di Nipkow per 30 righe con il complesso di sincronizzazione.

Il complesso di Bain era progettato solamente per trasmettere immagini stampate, essendo queste esplorate riga per riga con un contatto a molla fissato a un pendolo. Alla fine di ogni riga un complesso elettromagnetico causava al pendolo un lieve spostamento perpendicolare alla direzione di scansione, e tornava in posizione per la prossima riga.

Il ricevitore fu costruito esattamente con lo stesso numero di righe; esso aveva un quadro nel quale veniva fissato un foglio

Lo studio di Mr. Kerkhof dal quale vennero trasmesse le prime immagini TV fra il 1936-39.

Il complesso trasmettitore-ricevitore per 10 righe costruito nel 1927.

di carta preparata e durante l'esplorazione cambiava colore per reazione chimica.

Il complesso, descritto da Bain, non fu mai costruito. Esso tuttavia contiene, anche se in modo molto grossolano, l'importante caratteristica della sincronizzazione dei movimenti dal trasmettitore al ricevitore.

Sarebbe poco chiaro comprendere che il brevetto di Bain si riferiva solo alla copiatura telegrafica delle immagini; in quel tempo la gente non aveva la concezione delle immagini in movimento, in quanto il cinematografo non verrà inventato che nel 1895. Questa forse è anche la ragione per la quale all'inizio, nel 1884, ogni attenzione fu rivolta al brevetto tedesco, numero DRP 30105, sottoscritto da P. Nipkow. La parte più importante dell'invenzione di Nipkow fu un disco con fori a intervalli regolari sulla sua circonferenza.

Più tardi, nella fase « meccanica » della televisione, questo progetto divenne molto noto con il nome di disco di Nipkow; esso serviva per « analizzare » un'immagine luminosa simile a quella che poteva essere fornita da una diapositiva fotografica.

Lo stesso Nipkow chiamò il disco trasmittente « analizzatore »; egli immaginò una cella al selenio che convertisse la luce che passava attraverso il disco in corrente elettrica. C'era anche un disco dalla parte del ricevitore. Questo, che Nipkow chiamò « il combinatore » doveva ruotare in sincronizzazione con l'analizzatore.

La sua idea era che la corrente elettrica proveniente dalla cella al selenio fosse mandata alla cella kerr, questa convertiva le variazioni di corrente in variazioni di intensità luminosa.

Come Bain, Nipkow non fu in grado di arrivare a risultati pratici. Non ci furono molti altri inventori che seguirono Bain e Nipkow nel campo della visione elettrica a distanza. La ragione di questa mancanza di successi fu che non si trovarono modi per amplificare la debole corrente che si otteneva dalla scansione in trasmissione e che portava l'informazione dell'immagine. Questo diventò possibile solo dopo la prima guerra mondiale quando il tubo amplificatore fece la sua comparsa sul mercato.

Un'altra idea, che stette per assumere un'immensa importanza, venne formulata nel 1908 da A.A. Campbell Swinton in un articolo sulla « Visione a distanza ». Egli

Immagini a 30 righe ricevute a una distanza di 120 miglia.

osservò che poteva essere possibile risolvere il problema con l'aiuto di due pennelli elettronici, uno dalla parte della trasmittente e l'altro dalla parte ricevente. Sarebbe possibile deflettere i pennelli per mezzo di elettromagneti posti ad angolo retto fra loro e alimentati da correnti alternate con frequenze molto differenti. Campbell Swinton aggiunse: « La reale difficoltà sta nella trasmissione, dove luce ed ombra devono dare una informazione che sia effettivamente in grado di influenzare l'intensità del raggio elettronico in ricezione ».

Quattro anni più tardi, nel 1912, Campbell Swinton scrisse: « Un'immagine dell'oggetto che deve essere visto a distanza, deve essere proiettata da lenti su uno schermo posto in un tubo speciale di Braun. Questo schermo deve essere ricoperto con un mosaico di piccole fotocellule elementari, essendo queste analizzate dalla parte posteriore dal pennello elettronico deflesso ».

Campbell Swinton non pensò mai che le sue idee potessero avere fondamenti pratici; egli onestamente ammetteva: « È solo un'idea e penso che non si possa attuare praticamente senza incontrare enormi difficoltà », ed aveva ragione, perchè si incontrarono moltissime difficoltà.

Prima che la sua idea potesse essere attuata, diversi investigatori riuscirono, attorno al 1926, ad ottenere risultati pratici con l'aiuto di metodi di amplificazione diventati poi di uso comune.

Questi inventori produssero immagini con un basso numero di righe, impiegando senza eccezioni metodi di scansione meccanici. Uno degli investigatori fu Englishman J.L. Baird che, nel gennaio 1926, dimostrò la riproduzione di un viso umano in un'immagine avente le dimensioni di 5 cm x 3 cm. Il 30 settembre 1929, Baird ottenne il permesso dalla B.B.C. di effettuare una trasmissione sperimentale dalla stazione ad onde medie 2LO, con scansione a 30 righe, e con un rapporto di venti quadri e mezzo al secondo.

Nel 1934, circa 10 anni dopo l'inizio della fase « meccanica », la R.C.A. iniziò la produzione in grande quantità di iconoscopi, il brevetto del quale è stato ottenuto da V.K. Zworykin il 19 dicembre 1923. Lo strumento era basato sul principio scoperto da Campbell Swinton.

Dal 1934, il tubo a raggi catodici ha praticamente raggiunto la sua forma finale. Da allora, la scansione elettronica iniziò la sua vittoriosa avanzata e la televisione, con un elevato numero di righe, cominciò ad avere il livello presente di efficienza.

(Da « Announcer ») **F.T.**

CODICE EUROPEO DI DESIGNAZIONE DEI SEMICONDUTTORI

Tipi non professionali (radio TV BF): 2 lettere e 3 cifre
Tipi professionali: 3 lettere e 2 cifre
La prima lettera indica il tipo del materiale usato: A = Germanio B = Silicio
La seconda lettera rappresenta:

- A = *Diodo*
- C = *Transistor AF con Resistenza Termica R_t > 15 °C/W*
- D = *Transistor di potenza con Resistenza Termica R_t < 15 °C/W*
- E = *Diodo Tunnel*
- F = *Transistor HF*
- P = *Fotoconduttanza, fotodiodo, fototransistor*
- S = *Commutatori, Resistenza Termica R_t > 15 °C/W*
- U = *Commutatori di potenza R_t < 15 °C/W*
- T = *Thyristor*
- Y = *Raddrizzatori*
- Z = *Zener, diodo di riferimento*

La terza lettera indica che il componente è professionale.
In precedenza si utilizzava la lettera Z, ora la lettera Y.

ALIMENTATORE A TENSIONE COSTANTE

Si descrive una semplice apparecchiatura che permette di ottenere delle tensioni di alimentazione costanti, eliminando così gli inconvenienti dati dalle variazioni di tensione durante prove e misure.

La prima misura che si deve eseguire prima di collegare un apparecchio qualunque alla rete è quella della tensione di rete. Ogni costruttore che possiede un voltmetro o un tester può fare ciò a casa propria oppure in laboratorio.

Se questa misura viene effettuata ogni ora, è allora normale che a circa 6 ore dalla messa in tensione, in una rete di 220 V la tensione vari fra 210 e 225 V; ciò rappresenta dunque una differenza di circa il 4%. Queste variazioni di tensione aumentano se si effettua la misura a una grande distanza dalla centrale elettrica o in una grande città; si possono avere in questo caso delle differenze del 10%. La fine delle trasmissioni televisive può in particolare avere una influenza considerevole su queste variazioni della tensione di rete.

Nel caso in cui, durante questo periodo, si fanno delle misure su un ricevitore o

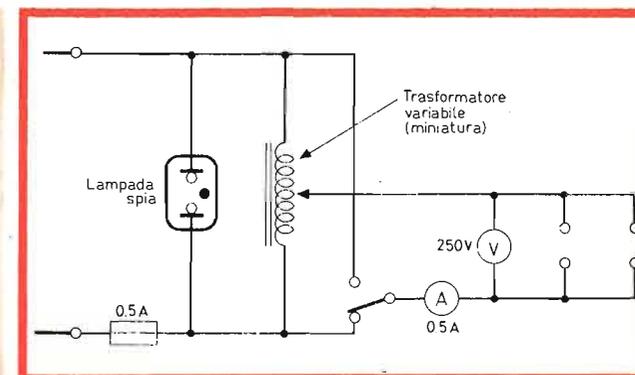



Fig. 1 - Schema elettrico dell'alimentatore a tensione costante.

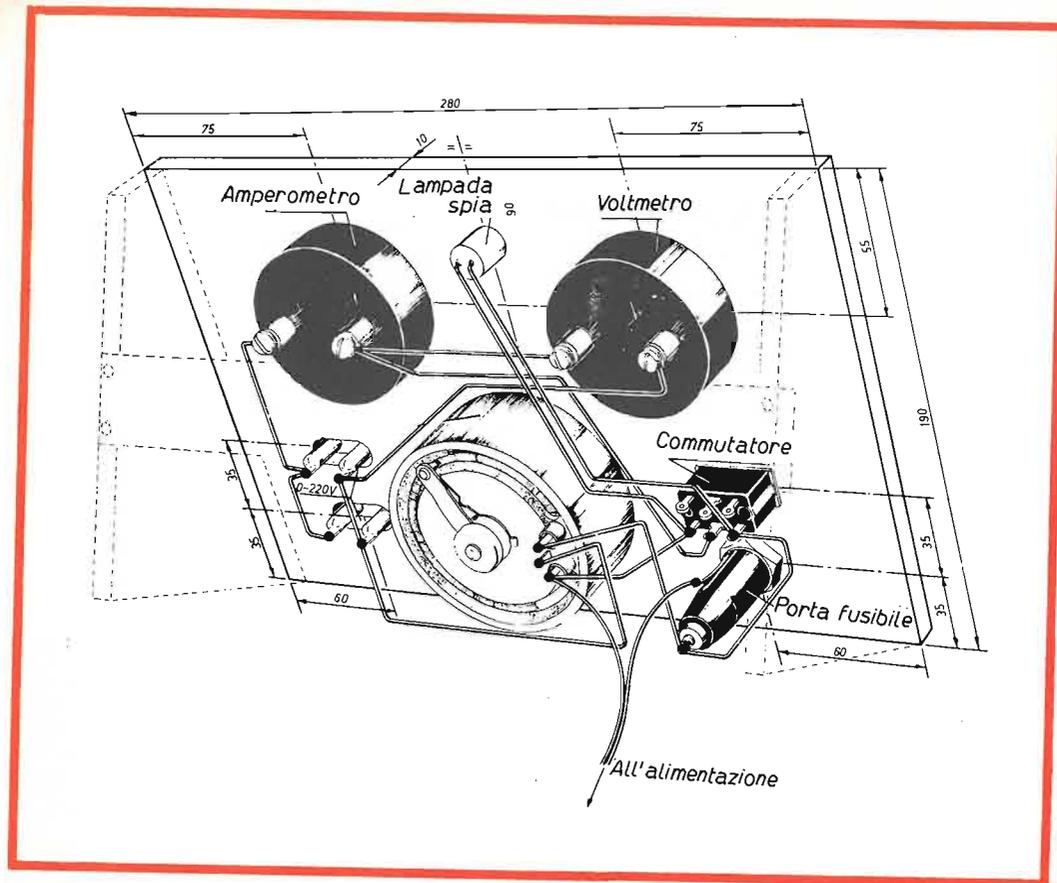



Fig. 2 - Dimensioni d'ingombro dell'apparecchiatura e cablaggio dei vari componenti.

su un amplificatore di bassa frequenza, per esempio la misura della distorsione e della caratteristica di frequenza, i risultati non saranno più sicuri.

Alfine di evitare queste variazioni di tensione, si ricorre allora ai trasformatori variabili, di cui la Philips dispone di una vasta gamma, per differenti tensioni e potenze in diversi modelli.

Il tipo E 401 ZZ/02 è destinato a una regolazione di tensione da 120 a 240 V; di modo che, con l'aiuto del voltmetro incluso nel circuito come mostrato in fig. 1, si può ottenere una tensione di alimentazione di 220 V in ogni momento, con una corrente massima di 0,5 A.

Quando la tensione nominale è di 220 V si utilizza il tipo E 401 ZZ/02. Per una tensione di 110 V, si impiega il tipo E 401 ZZ/03 che dà una tensione al secondario regolabile in modo continuo da 0 a 110 V (corrente massima 0,6 A).

Questo trasformatore variabile può ugualmente essere utilizzato per una tensione di rete nominale di 120 V, nel qual caso la tensione al secondario è regolabile da 0 a 120 V.

Allo stesso modo per una tensione del primario di 60 V si impiega il trasformatore variabile tipo E 401 ZZ/04 che permette una regolazione da 0 a 60 V con una corrente massima di 1,2 A. Per una

tensione nominale di rete di 220 V si può usare invece del tipo E 401 ZZ/02 un tipo più semplice e meno costoso, come l'E 401 ZZ/01.

La tensione secondaria ha un valore massimo di 220 V, di modo che la tensione può essere mantenuta costante a 210 V, in ogni caso, per una intensità di corrente massima di 0,5 A.

Tutte le misure possono così essere realizzate per esempio a questa tensione d'alimentazione costante di 210 V.

I trasformatori variabili in questione funzionano secondo le caratteristiche sopra riportate nel caso in cui la frequenza della tensione alternata sia compresa fra 50 e 400 Hz.

Se il consumo di corrente degli apparecchi da collegare al trasformatore non è noto, è necessario allora poter leggere il valore della corrente prelevata. A questo scopo uno strumento a ferro dolce, di tipo economico, può essere utilizzato come amperometro.

Queste considerazioni hanno portato alla realizzazione di un piccolo apparecchio, semplice ma efficace come si può vedere in fig. 3.

In fig. 2 sono riportate le dimensioni del pannello munito dei vari comandi e dei supporti; nella figura è riportata inoltre la disposizione dei vari componenti.

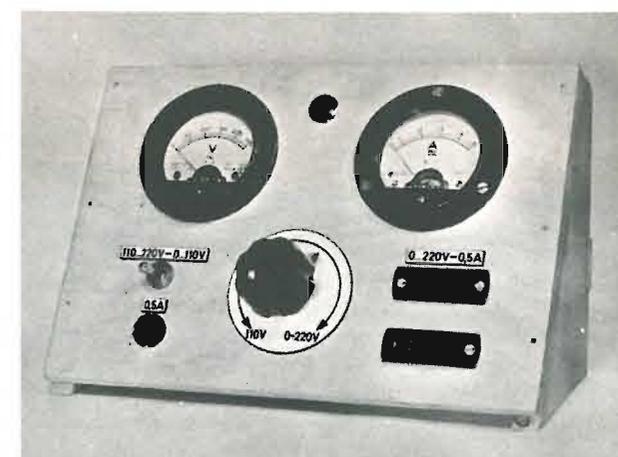
Siccome sulle diverse prese di collegamento può essere presente la tensione di alimentazione, può essere pericoloso toccare il telaio.

Si consiglia perciò di ricoprire la parte anteriore e quella posteriore dell'apparecchio con una piastra di pertinax, dopo che l'intera apparecchiatura è stata montata e saldata.

In fig. 1 è riportato lo schema elettrico. Il numero delle prese di collegamento può essere aumentato a seconda delle necessità. Siccome il trasformatore variabile E 401 ZZ/01 è provvisto di due gamme di regolazione, dipendenti dai collegamenti secondari, si introduce nel circuito il commutatore supplementare, in modo di assicurare la continuità di regolazione da 0 a 220 V. In una delle posizioni del commutatore la zona di regolazione va da 110 a 220 V e nell'altra da 0 a 110 V. In vista della corrente massima ammissibile, è previsto un fusibile di 0,5 A.

Se il voltmetro deve restare per lungo tempo sotto tensione, come nel caso di fig. 1, la sua resistenza interna deve essere molto elevata, in quanto il consumo dello strumento è molto basso. È necessario utilizzare in questo caso un voltmetro del tipo a bobina mobile.

L'apparecchio d'alimentazione può restare collegato in permanenza alla rete.

Fig. 3 - Esempio di realizzazione pratica dell'alimentatore a tensione costante.

A vuoto, il trasformatore consuma solo 0,8 W. La lampadina è direttamente collegata alla rete e deve perciò sopportare la tensione di rete corrispondente. Per questo scopo si può utilizzare una lampada al neon. Questa lampada deve essere collegata attraverso il fusibile, come indicato in fig. 1.

L'apparecchio descritto è stato progettato per una tensione di rete nominale di 220 V. Tenendo conto dei dati soprariportati, è possibile realizzare un dispositivo per valori della tensione di alimentazione costante che più interessa.

F. T.

(Da « Digested Concern Literature »)

CONVERTITORE DI ONDE RETTANGOLARI

Si descrive un dispositivo composto di un circuito flip-flop che può essere usato per ottenere onde rettangolari, equipaggiato di due transistori; la realizzazione di tale circuito è particolarmente semplice per l'esiguo numero dei componenti.

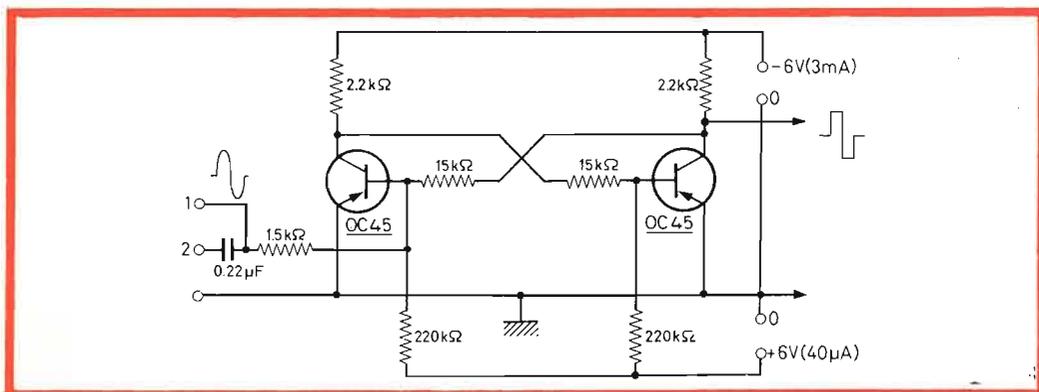



Fig. 1 - Schema elettrico del convertitore di onde rettangolari; la scelta degli ingressi 1 e 2 dipende dalla forma delle onde.

Questo dispositivo, il cui circuito è illustrato in fig. 1, può essere utilizzato per convertire la maggior parte delle forme d'onda correnti (sinusoidali, a dente di sega, ecc.) in onde rettangolari o quadre.
Il principio del convertitore si richiama a quello di un multivibratore bistabile ad accoppiamento diretto, disposto in modo che uno dei due transistori non possa funzionare che in un caso ben definito: quando cioè la corrente di collettore è nulla o massima. Così, indipendentemente dalla forma e dalla sequenza dell'onda all'ingresso, si ottiene in uscita un'onda rettangolare della stessa frequenza.

Con i valori dei componenti e con i transistori indicati sullo schema, la gamma di frequenze ottenuta si estende da 20 Hz a 40 kHz e l'ampiezza del segnale d'ingresso è di 1 - 5 V_{eff}.

BETA

(Da « Digested Concern Literature »)

DISPOSITIVO ULTRASENSIBILE PER LE RIPRESE FOTOGRAFICHE

Descriviamo un dispositivo che permette di determinare con grande precisione l'esatto tempo di posa delle fotografie in condizioni particolarmente svantaggiose, quando cioè i comuni esposimetri non riescono a dare delle misure soddisfacenti.

Tutti i fotografi, professionisti ed amatori, utilizzano dei dispositivi a cellule fotoelettriche che permettono di determinare con precisione i tempi di esposizione delle pellicole secondo la loro sensibilità.

Numerosi apparecchi fotografici sono equipaggiati di un dispositivo di comando automatico del diaframma con cellule incorporate. In certi casi, in particolare per delle fotografie con luce debole e pellicole rapide, può essere utile determinare con maggior precisione i tempi di esposizione. Una cellula classica in questo caso ha una sensibilità insufficiente. Il dispositivo che ora descriveremo permette di rimediare a questo inconveniente in quanto è più sensibile di una cellula classica essendo formato da una fotoresistenza e da un transistore amplificatore alimentato da pile.

Lo schema fondamentale è quello di figura 1; R_1 e R_2 costituiscono un partitore di tensione ai capi della pila « batt. 1 ». Se R_1 è variabile è evidente che si modifica la corrente di collettore del transistore Q. Quando R_1 viene aumentata, la corrente emettitore-collettore di Q diminuisce, e reciprocamente.

Se R_1 varia in modo inverso con la luce, la corrente di base e la corrente di collettore di Q possono variare nello stesso senso della luce. È proprio il caso delle fotoresistenze al solfuro di cadmio in cui la

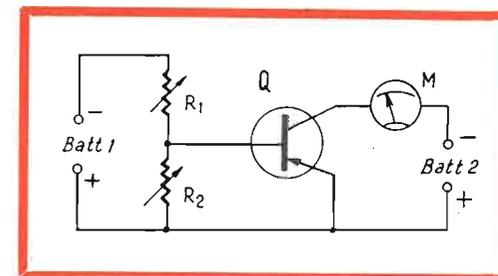



Fig. 1 - Schema fondamentale del dispositivo per la determinazione del tempo di posa.

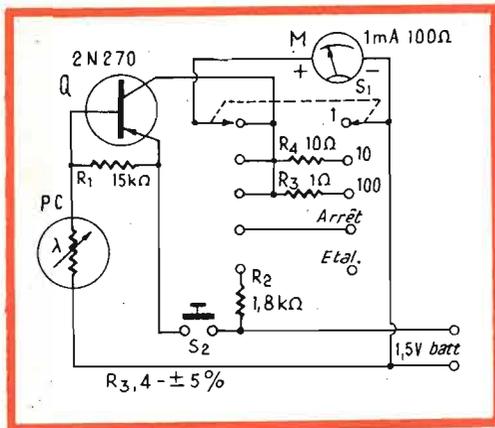



Fig. 2 - Schema elettrico dello strumento per la determinazione dell'esatto tempo di posa per fotografie.

COMPONENTI

Resistori

R_1 = 15 kΩ, ½ W ± 10%
R_2 = 1800 Ω, ½ W ± 10%
R_3 = 1 Ω, 5% a filo
R_4 = 10 Ω, 5% a filo

Vari

M = milliamperometro da 0 - 1 mA, 100 Ω
Q = 2N270 - OC 72 - OC 74
PC = fotoresistenza Laf. 99R6321
Batt = 1,5 V al mercurio

resistenza in oscurità è elevata, dell'ordine di diversi megaohm, ma che alla luce, può essere ridotta a qualche migliaio o centinaio di ohm.

Di conseguenza è sufficiente sostituire R_1 con una simile cellula al solfuro di cadmio e si ottiene un misuratore di luce molto sensibile.

Lo schema completo è quello di fig. 2. Il transistore amplificatore è del tipo 2N270 oppure OC 72. Le due pile dello schema di fig. 1 sono state sostituite da una sola batteria da 1,5 V.

La cellula deve essere disposta all'interno di un tubo in modo tale che la luce che la colpisce corrisponda allo stesso campo della lente dell'apparecchio. La taratura sarà effettuata con l'aiuto di una cellula commerciale ugualmente equipaggiata con un amplificatore.

Le due cellule sono disposte all'interno di un cartone con una lampada di cui si fa variare la luminosità con l'aiuto di un reostato o di un trasformatore. Le due cellule sono dirette verso il punto più luminoso della lampada e si confrontano così i risultati.

Sulla posizione « Etal » si ottiene un controllo della tensione della pila, l'indice si trova fra 0,7 e 0,8 mA. Sulla posizione « arret » l'apparecchio di misura è cortocircuitato e il circuito viene staccato dal transistore e dalla pila. Si ottiene così uno smorzamento che può evitare un deterioramento nel corso del trasporto.

Le tre sensibilità sono 100, 10 e 1. La più sensibile è l'ultima che corrisponde alla soppressione di tutto lo shunt del milliamperometro. Al momento della misura, si preme sul pulsante S_2.

F. T.

(Da « L'électricité électronique moderne »)

METRONOMO ELETTRONICO

Si descrive un semplice metronomo elettronico che pensiamo verrà particolarmente apprezzato da tutti coloro, professionisti o dilettanti, che compiono esercizi musicali. Il circuito è formato da un solo transistore e da pochi altri componenti che potranno essere montati in un contenitore di piccole dimensioni.

Un metronomo può essere qualsiasi dispositivo atto a segnare il tempo per aiutare nello studio musicale. Il metronomo che descriviamo ora è un semplice dispositivo elettronico nel quale si impiega un solo transistore unigiunzione adatto a generare i precisi impulsi di tempo.

Infatti, questo è il solo transistore usato allo scopo di generare un distinto ticchettio nell'altoparlante. Un vantaggio dato dall'impiego del transistore unigiunzione è che l'altoparlante può essere pilotato direttamente senza che sia necessario alcun trasformatore d'uscita.

Il circuito può essere alimentato o come mostrato o da una batteria. Il battito è regolabile da 42 battiti al minuto, per un basso « largo », a più di 208 battiti al minuto per un alto « presto ». Entrambi i limiti possono essere estesi semplicemente variando i valori dei componenti dell'emettitore.

Applicando la tensione attraverso R_3, R_4, R_5 e C_1 si permette di caricare C_2. Poiché all'inizio del ciclo di funzionamento l'emettitore è polarizzato inversamente e perciò non conduce, esiste un'alta impedenza attraverso C_2. Siccome C_2 continua a caricarsi, la tensione di emettitore aumenta esponenzialmente e raggiunge il livello della tensione di alimentazione. A un determinato punto detto « tensione di picco di emettitore », l'emettitore diventa polarizzato direttamente e presenta una bassa impedenza attraverso C_2, causando la scarica sulla base 1 (B_1) attraverso la bobina dell'altoparlante. Questo dà luogo a un distinto « tick » dell'altoparlante.

Il potenziometro R_4 serve per regolare il battito, controllando il tempo di carica di C_2.

La frequenza è così determinata dalla combinazione di R_4-C_2. Il resistore R_3 è selezionato per regolare il battito al limite superiore mentre R_5 regola il limite inferiore. Impiegando un potenziometro logaritmico per R_4, una scala di battiti ben regolati si può regolare su ogni gamma desiderata.

Il numero dei battiti per i vari « tempi » impiegati come calibrazione per il metronomo pubblicato sono i seguenti:

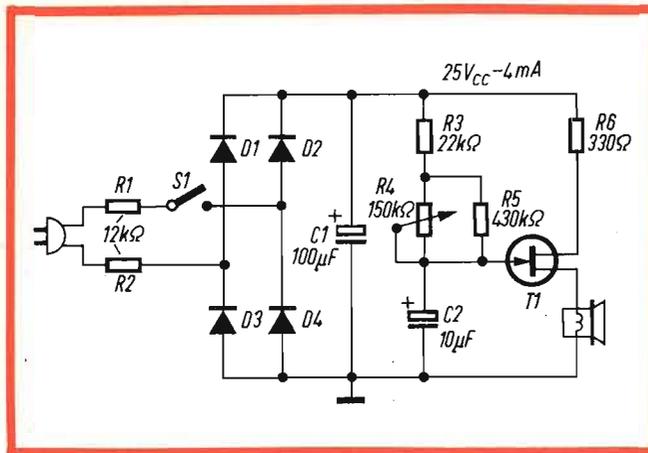



Fig. 1 - Schema elettrico del metronomo elettronico.

Componenti

C_1 = 100 μF, 50 V elettrolitico
C_2 = 10 μF, 25 V elettrolitico
$D_1 = D_2 = D_3 = D_4$ = 1 N 1692 diodi al silicio
T_1 = 2N2160 o 2N2646
R_1 = 12 kΩ, 1/2 W
R_2 = 12 kΩ, 1/2 W
R_3 = 22 kΩ, 1/2 W
R_4 = 150 kΩ, potenziometro
R_5 = 430 kΩ, 1/2 W
R_6 = 330 Ω, 1/2 W
S_1 = interruttore

Battiti al minuto	Tempo
42-69	largo
69-98	larghetto
98-125	adagio
125-154	andante
154-180	allegro
180-208	presto

L'alimentatore è formato da quattro diodi al silicio 1N1692 collegati in un circuito a ponte con un condensatore di filtro da 100 μF. Alimentato direttamente dalla rete, questo alimentatore fornisce i 25 V richiesti con 4 mA con una regolazione sufficiente per una buona stabilità del metronomo. I resistori R_1 e R_2 funzionano come resistori di caduta e aumentano la sicurezza limitando la corrente totale di assorbimento a circa 5 mA in condizioni di cortocircuito diretto.

Naturalmente si possono usare altri circuiti di alimentazione; una batteria da 22,5 V può sostituire l'alimentatore mostrato. Tensioni minori possono essere usate con un'uscita ridotta e un errore di calibrazione maggiore; infatti il transistore unigiunzione continuerà a funzionare anche con 3 V di alimentazione.

Costruzione

I resistori di rete e tre diodi sono posti dietro l'altoparlante. Due diodi sono posti su entrambi i lati del pannello perforato per facilitare il montaggio e il cablaggio. Tutti i componenti sono montati su un pannellino che viene fissato sul supporto dell'altoparlante.

Calibrazione

Una buona calibrazione può essere effettuata contando i battiti nel tempo. Si conti il numero dei battiti per 15 secondi e si moltiplichi per 4 per ottenere il numero dei battiti al minuto; si avrà così una calibrazione accurata. Questo metodo funziona bene per un basso e medio numero di battiti, ma è difficile per un numero di battiti elevato.

Un secondo metodo è di confrontare il metronomo con un altro metronomo calibrato di precisione conosciuta. Entrambi

i metodi sono sufficientemente precisi per impieghi generali.

Se si vuole ottenere un suono di maggiore intensità, si potrà collegare il metronomo a un amplificatore di bassa frequenza. Sostituendo l'altoparlante con un resistore da 20 o 30 Ω, impulsi di pilotaggio positivi possono essere presi dalla base 1 (B_1). Impulsi negativi possono essere presi direttamente dalla base 2 (B_2) simultaneamente se necessario.

La frequenza degli impulsi può essere variata semplicemente sostituendo R_4 e C_2. Si possono raggiungere anche due o tre minuti fra gli impulsi.

(Da « Radio Electronics »)

CONVERTITORE PER RASOIO ELETTRICO

In fig. 1 è rappresentato un convertitore adatto per essere commutato facilmente su delle tensioni d'alimentazione da 6 e da 12 V. Esso è destinato a far funzionare, con una batteria d'automobile un rasoio elettrico da 220 V, 50 Hz. Il condensatore che si trova collegato alle boccole d'uscita è destinato a costituire la componente reattiva propria di questo apparecchio. La frequenza di conversione è senza grande importanza per i rasoi a motore.

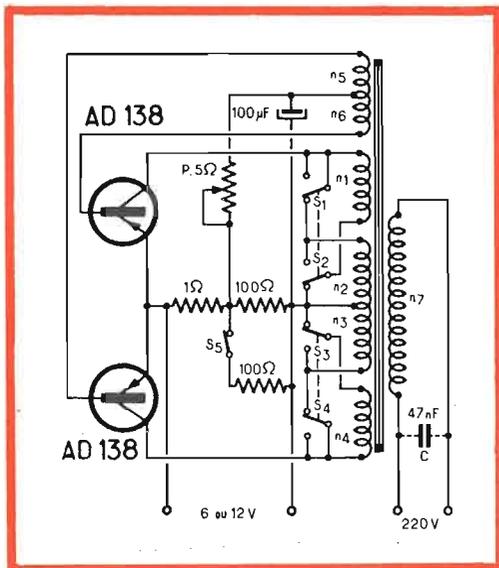



Fig. 1 - Convertitore per rasoio elettrico, commutabile su 6 e su 12 V.

Siccome la frequenza del convertitore varia con la tensione di alimentazione, si è previsto un regolatore P, che permette di correggere questa frequenza agendo sulla tensione di base.

L'interruttore S5 serve alla messa in funzione. Lo schema rappresenta l'invertitore della tensione di alimentazione nella posizione 6 V. Gli avvolgimenti n_1 e n_2 come pure n_3 e n_4 si trovano allora in parallelo, mentre sono collegati in serie quando si lavora con una tensione di alimentazione di 12 V.

Si arriva così a una utilizzazione ottima dello spazio di avvolgimento disponibile sul trasformatore e si può così impiegare per quest'ultimo, un modello relativamente piccolo.

Le sezioni di ferro e di avvolgimento sono di 5,3 e di 3,9 cm², rispettivamente Gli avvolgimenti n_1 - n_4 comportano ciascuno 48 spire in filo di 0,85 mm; n_5 e n_6 18 spire ciascuno in filo di 0,3 mm e n_7 1800 spire in filo di 0,18 mm.

Si consiglia di avvolgere simultaneamente due fili per costituire degli avvolgimenti bifilari: n_1 con n_4; n_2 con n_3; n_5 con n_6. Il convertitore è equipaggiato di transistor che dissipano 30 W a 45 °C con una tensione di 30 V e 8 A al collettore; il guadagno in corrente è almeno di 40 con una intensità di corrente al collettore di 0,5 A.

(Da « Radio Constructeur ») F. T.

SEMPLICI APPLICAZIONI DELLE FOTOCELLULE

Le fotocellule permettono numerose applicazioni in ragione della loro sensibilità elevata e della loro facilità d'impiego.
Si descrivono nel corso dell'articolo diversi circuiti pratici di utilizzazione che potranno interessare i nostri lettori per i loro molteplici scopi.

Il primo circuito di cui ci occuperemo è adatto al comando di relais. Il semplice montaggio rappresentato in fig. 1 è in grado di far funzionare un relais direttamente, senza che sia necessario utilizzare un amplificatore. Quando la luce raggiunge la fotocellule, il relais entra in funzione. Per un funzionamento a 6 V, è necessaria una illuminazione dell'ordine di 120 lux sulla fotocellula per produrre il funzionamento. Quando la tensione di alimentazione è di 12 V, sono sufficienti 40 lux.

La fotocellula è del tipo RCA 7163. Il relais ha una resistenza di 2200 Ω e una corrente di funzionamento di 1,5 mA.

Relais fotoelettrico a transistor

Il relais nel circuito di comando a fotocellula di fig. 2, viene attivato quando la luce raggiunge la fotocellula.

Livelli di illuminazione minori di 5 lux sulla fotocellula provocano il funzionamento.

Il potenziometro R_2 permette la regolazione della sensibilità del montaggio.

La fotocellula utilizzata è del tipo RCA 4425. La resistenza R_1 è da 120 Ω ½ W. R_2 è un potenziometro da 5000 Ω. La batteria è da 6 V. Il relais ha una resistenza di 1000 Ω e una corrente di funzionamento di 2,25 mA.

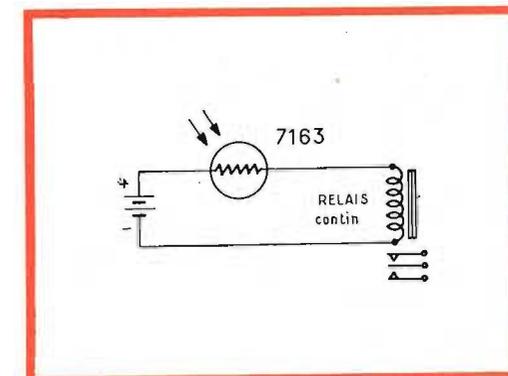



Fig. 1 - Comando diretto di un relais per fotoresistenza.

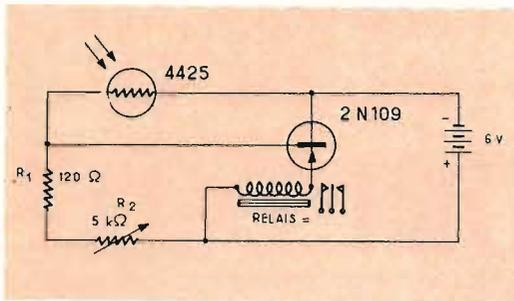



Fig. 2 - Relais fotoelettrico sensibile a transistor.

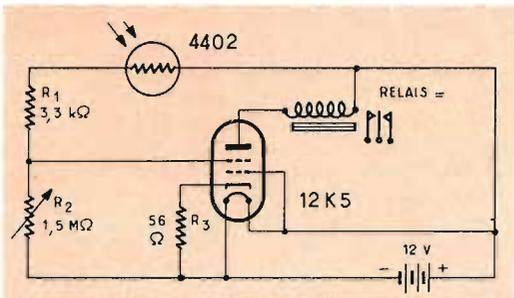



Fig. 3 - Relais fotoelettrico sensibile a valvola.

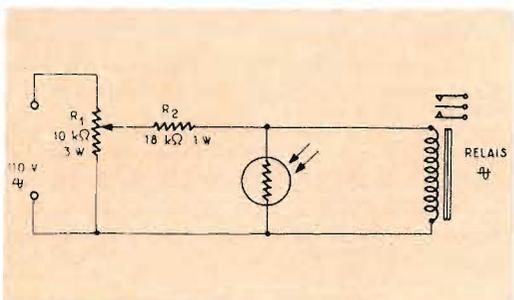



Fig. 4 - Commutatore comandato dalla luce ambiente.

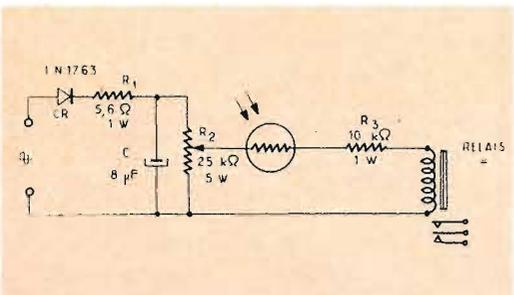



Fig. 5 - Comando di un commutatore con una soglia di luce regolabile.

Relais fotoelettrico con tubo a vuoto

Nel montaggio della fig. 3, il relais viene eccitato quando la luce raggiunge la fotocellula. Il circuito funziona con dei livelli di illuminazione minori di 1 lux sulla fotocellula. Il potenziometro R_2 da 1,5 MΩ modifica la tensione sulla griglia del tubo 12K5 e serve per il comando della sensibilità.

La fotocellula dovrà essere schermata per essere protetta dalla luce emessa dal filamento della valvola.

La cellula utilizzata è del tipo RCA 4402. La batteria è un accumulatore d'automobile da 12 V. Il relais in continua ha una resistenza da 1000 Ω e una corrente di funzionamento di 4,5 mA. Siccome il corpo del relais è al potenziale dell'armatura, esso dovrà essere isolato dalla massa per ragioni di sicurezza.

Commutatore comandato dalla luce

Il relais nel montaggio di fig. 4, non è più eccitato quando la luce raggiunge la fotocellula. Quando la luce viene interrotta, o quando il suo livello cade al di sotto di un valore predeterminato, il relais entra in funzione. Il potenziometro R_1 da 10 kΩ permette di ridurre la sensibilità del montaggio. Questo montaggio non è previsto per l'utilizzazione nelle applicazioni in cui il livello luminoso varia progressivamente perché il relais scatta nel punto di funzionamento. La fotocellula utilizzata è del tipo RCA 4404 oppure 7163.

Comando progressivo della luce

Il montaggio di fig. 5 è previsto per delle applicazioni di commutazione o anche per le applicazioni nelle quali il livello di luce varia in modo progressivo. Il potenziometro R_2 del valore di 25 kΩ, permette di regolare la sensibilità del montaggio. Il circuito funziona per dei livelli luminosi minori di 10 lux sulla fotocellula.

Il relais utilizzato ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 2,5 mA. Essendo i corpi del relais al potenziale dell'armatura, è necessario isolare questo relais dalla massa comune per ragioni di sicurezza.

La fotocellula utilizzata è del tipo RCA 4403, 4404 o 7163.

Circuito di comando con tubo a vuoto alimentato dalla rete

In fig. 6, il relais viene attivato quando la luce raggiunge la fotocellula. Questo montaggio funziona con dei livelli di illuminazione minori di 1 lux sulla fotocellula. Esso è previsto per delle applicazioni nelle quali il livello luminoso cambia in modo progressivo. Il potenziometro R_5 modifica la tensione sulla griglia della 6AB4 e serve al comando della sensibilità per il montaggio. La fotocellula dovrà essere schermata dalla luce prodotta dal filamento della 6AB4.

Il trasformatore ha un primario che si adatta alla rete disponibile, un secondario ad alta tensione che fornisce 150 V alternata con 50 mA e un secondario per l'accensione che fornisce 6,3 V con 2 A.

Il relais utilizzato ha una resistenza di 6 kΩ e una corrente di funzionamento di 2,9 mA.

Se i corpi del relais si trovano al potenziale dell'armatura, è necessario isolarli dalla massa comune per ragioni di sicurezza.

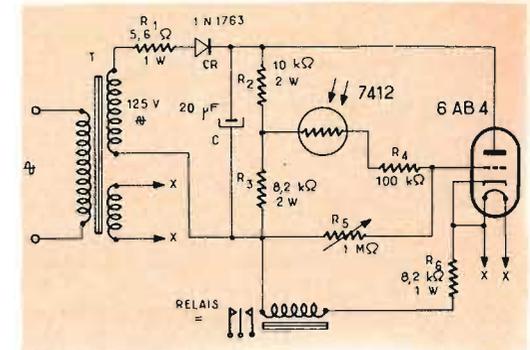



Fig. 6 - Circuito di comando con tubo a vuoto alimentato dalla rete.

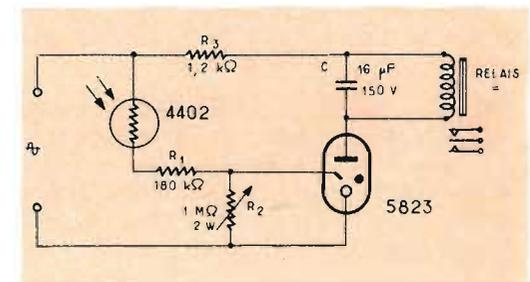



Fig. 7 - Circuito di comando utilizzante un triodo a gas.

Circuito di comando con tubo al neon

Nel montaggio di fig. 7, il relais è eccitato quando la luce raggiunge la fotocellula. Il condensatore C evita il tremolio del relais. Il potenziometro R_2 da 1 MΩ, 2 W, serve per la regolazione della tensione dello starter del triodo a gas 5823 e comanda la sensibilità del montaggio.

Questo montaggio funziona con livelli

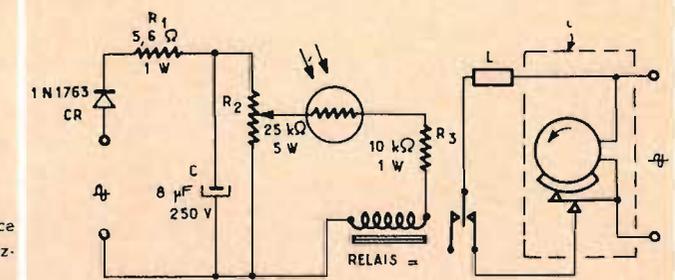



Fig. 8 - Circuito comandato dalla luce con ritardo. L = carico; t = temporizzatore.

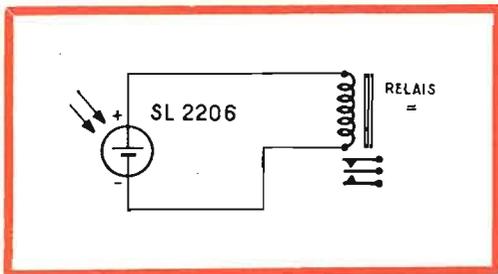



Fig. 9 - Circuito di comando di un relais senza alimentatore.

di illuminazione minori di 1 lux sulla fotocellula. Questa fotocellula dovrà essere messa al riparo della luce emessa dal triodo a gas durante la scarica.

Il relais utilizzato ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 5 mA. Se il corpo del relais si trova al potenziale dell'armatura, è necessario isolarlo dalla massa comune per ragioni di sicurezza.

Circuito comandato dalla luce con ritardo

Il montaggio illustrato in fig. 8 viene utilizzato per la pubblicità delle vetrine e in altre applicazioni simili. Il relais viene eccitato quando la luce raggiunge la fotocellula durante il giorno. Il temporizzatore indicato per 24 ore è regolato a mano in modo che i suoi contatti si chiudano subito dopo mezzogiorno.

Quando scende il crepuscolo, il relais si apre, la corrente circola attraverso il carico, e questa corrente circolerà fino a quando il ciclo del temporizzatore sia terminato.

La fotocellula utilizzata è una RCA 4403, 4404, 7163. Il temporizzatore può essere di qualsiasi tipo adatto a coprire un periodo di 24 ore.

Il relais ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 2,5 mA. Se il corpo del relais è al potenziale dell'armatura, è necessario isolarlo dalla massa comune per ragioni di sicurezza.

Circuito di comando senza alimentatore

Il circuito di comando rappresentato nella fig. 9 non richiede alcuna sorgente di alimentazione. Quando la luce raggiunge la cellula, questa luce viene trasformata in potenza elettrica sufficiente per attivare il relais indicato. Dei livelli di luce minori di 250 lux sulla cellula provocano il funzionamento del relais. Il contatto centrale del relais indicato è una posizione neutra fluttuante. La polarità del segnale della fotocellula determina quale è il contatto del relais che si chiude.
Questo relais ha una tensione di 0,155 V e una corrente di 280 μA.

Circuito a soglia di luce

Nel montaggio a soglia di luce della

Fig. 10 - Circuito a soglia comandante un relais, per un livello luminoso determinato.

fig. 10, il relais R_4 viene eccitato tutte le volte che il livello luminoso sulla fotocellula supera oppure cade al disotto di un livello predeterminato. Il relais termico T, che si chiude dopo un ritardo di un secondo viene impiegato perché il transitorio di potenza non provochi il funzionamento del circuito prima che la luce della lampada raggiunga il suo pieno valore. Quando questo livello luminoso viene stabilito, il contatto R_{2-A} si apre. Il contatto R_{3-B} del relais R_3 è inizialmente chiuso.
Quando il relais termico si chiude, il contatto si apre, e sopprime la tensione ai capi di questo relais; il contatto R_{3-A} si chiude, e si chiude anche il montaggio.
Il contatto R_{1-A} del relais R_1 funziona quando il livello luminoso che raggiunge la fotocellula supera il suo valore predeterminato.

Il contatto R_{2-A} del relais R_2 si chiude quando il livello luminoso cade al disotto del livello predeterminato.

In una di queste due condizioni di funzionamento, il relais R_4 viene eccitato.
Il relais R_1 ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 2,5 mA. Il relais R_2 ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 0,7 mA.

I relais R_3 e R_4 funzionano con tensione di rete. T è un relais termico avente un ritardo di 1 secondo. L è una lampadina adatta per la tensione di rete.

Indicatore d'oscurità

Nello schema di fig. 11, quando la fotocellula è illuminata e il commutatore S è azionato normalmente, la fotocorrente circola attraverso la fotocellula e l'avvolgimento del relais. La lampada è spenta.
Quando l'illuminazione viene tolta per una ragione o per un'altra, il relais si apre e collega la lampada d'indicazione L ai capi della rete. Questa lampada resterà illuminata; anche la fotocellula viene illuminata di nuovo, fino a quando il commutatore S viene azionato per riattivare il relais.

Fig. 11 - Utilizzazione di una fotocellula per un indicatore di oscurità.

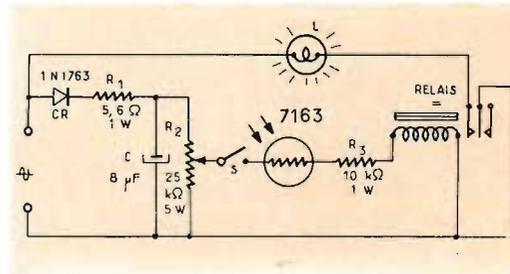



Fig. 12 - Schema elettrico di un indicatore di illuminazione.

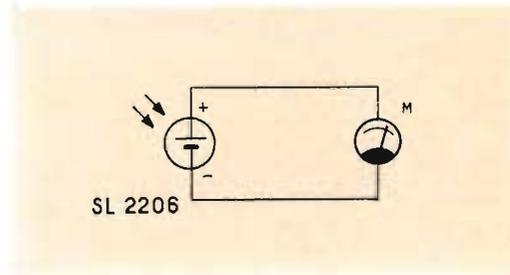



Fig. 13 - Schema di principio di un circuito per la misura della luce.

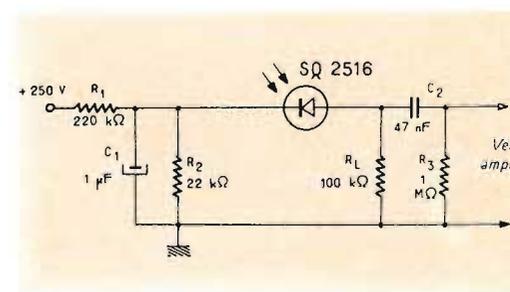



Fig. 14 - Accoppiamento di una fotocellula all'ingresso di un amplificatore.

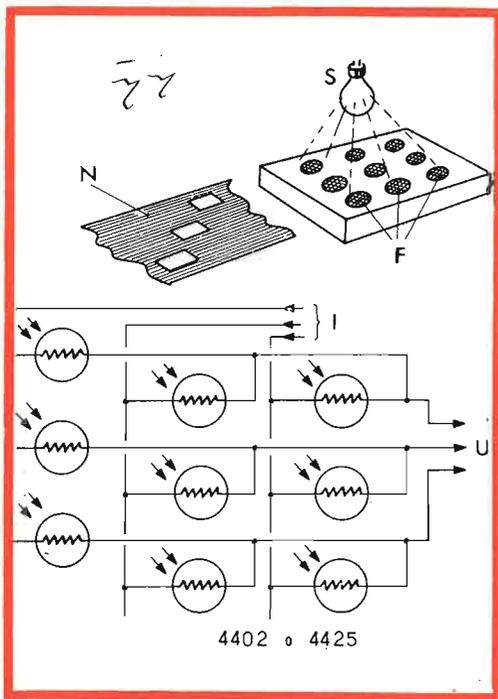



Fig. 15 - Commutazione ottenuta con una combinazione prestabilita su nastro perforato. S = sorgente di luce; F = fotocellule; N = nastro perforato; I = ingressi; U = uscite.

La lampada L è una lampada qualsiasi. Il relais ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 3,53 mA.

Indicatore di illuminazione

Nel montaggio di fig. 12, la lampada indicatrice L, che è una lampada da rete normale, è inizialmente spenta, con il circuito in oscurità. Quando la fotocellula viene illuminata, il relais viene eccitato e collega la lampada ai capi della rete. La lampada illumina la fotocellula. Essa resterà illuminata fino a quando il commutatore viene azionato di nuovo, aprendo così il circuito e permettendo al relais di aprirsi.

Il relais ha una resistenza di 10 kΩ e una corrente di funzionamento di 2,5 mA. Se il corpo di questo relais si trova al potenziale dell'armatura è necessario isolarlo dalla massa per ragioni di sicurezza.

Misuratore di luce

Il circuito rappresentato in fig. 13 richiede un numero di componenti minimo ed è particolarmente conveniente per essere utilizzato negli equipaggiamenti compatti per la misura della luce. Esso non richiede alcuna sorgente di potenza esterna.

Il circuito trova impiego in alcune applicazioni industriali. Se viene utilizzato un altro apparecchio di misura, la sua impedenza dovrà essere bassa, di modo che la corrente sia vicina al valore di cortocircuito per i livelli luminosi utili.

Per la calibrazione si è utilizzata una sorgente luminosa composta da una lampada al tungsteno a 2870 °K che fornisce una corrente di 2,9 μA per lux.

Accoppiamento con un amplificatore

La fig. 14 rappresenta un semplice montaggio divisore di tensione per le cellule a fotogiunzione. Esso assicura la tensione necessaria e l'impedenza d'uscita conveniente per l'accoppiamento ai circuiti amplificatori.

Commutazione con nastro perforato

Il montaggio illustrato in fig. 15 permette la scelta di funzionamenti di commutazione con l'aiuto di un nastro perforato. Questo nastro porta delle perforazioni stabilite e si mette fra la sorgente luminosa e la matrice di fotocellule.

È evidente che, con la scelta di un nastro perforato conveniente, si possono ottenere tutte le combinazioni che si desiderano.

F. T.

(Da « Electronique »)

LO STATISTOR

Lo statistor è un elemento a effetto di campo a griglia isolata che fa parte della famiglia dei transistor a effetto di campo. Questa famiglia si è notevolmente ingrandita nel corso degli ultimi anni. Il fenomeno si spiega solamente per l'interesse che l'apparizione dei transistor a effetto di campo ha provocato fra gli utilizzatori dei semiconduttori.

I transistor ad effetto di campo presentano in effetti alcune notevoli caratteristiche che non si trovano nei transistor bipolari e soprattutto quella di avere una impedenza d'ingresso estremamente elevata; questo valore va da 10^8 Ω per elementi che hanno una giunzione di griglia, a 10^{13} Ω per elementi a griglia isolata.

L'impiego più corrente di questi elementi attualmente viene fatto negli stadi d'ingresso di amplificatori BF destinati a essere alimentati da un generatore a impedenza elevata.

L'interesse dei transistor a effetto di campo non si limita a questo.

D'altra parte la conduttanza d'ingresso, può essere facilmente controllata dalla tensione applicata alla griglia; questo permette di realizzare delle resistenze controllate, varianti in limiti molto elevati, i rapporti fra i valori estremi possono facilmente superare 10^6.

La ripartizione delle caratteristiche $I_D = f(V_{DS})$ seguono una legge quadratica in funzione di V_G; esse trovano delle applicazioni interessanti nel campo delle misure. Queste proprietà unite a un fattore di rumore molto basso permettono di realizzare degli amplificatori ad alta frequenza in cui il tasso di transmodulazione è più basso di quello dei tubi a vuoto.

L'elenco delle applicazioni è lungo da compilare, in quanto la ricerca delle nuove possibilità di questi elementi non fa che iniziare.

Gli statistor CSF, che possiedono alcune disposizioni originali, hanno una struttura piana stabilizzata; essi sono del tipo MOS (griglia costituita da strati successivi di metallo, ossido di silicio e di silicio). L'intensità di corrente che passa lungo la superficie del seminconduttore, dal circuito di assorbimento alla sorgente, è comandata dal potenziale di griglia che, per effetto della capacità, fa variare la densità dei portatori nella zona superfi-

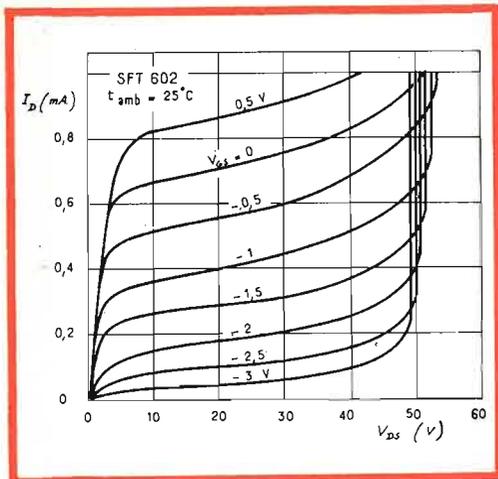



Fig. 1 - Esempio di caratteristiche: $I_D = f(V_{DS})$ illustranti il comportamento con V_{DS} elevate.

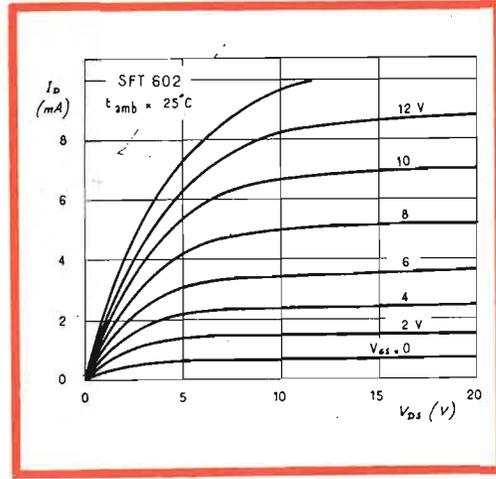



Fig. 2 - Caratteristiche $I_D = f(V_{DS})$ illustranti l'influenza della polarizzazione di griglia.

ciale. L'impedenza d'ingresso è dell'ordine di $10^{13}\ \Omega$.

A causa della struttura dielettrica della griglia, lo statistor può funzionare con delle polarizzazioni di griglia positive o negative; condizione questa che facilita di molto il suo impiego.

Gli statistor sono stati messi in commercio dalla COSEM con la sigla SFT 601 - 602 - 603.

Le caratteristiche principali degli statistor SFT 601 - 602 - 603 sono: corrente residua di griglia con 10 V: < 10 pA.

Le tensioni limiti garantite fra la griglia e un altro elettrodo sono di ± 50 V.

La transconduttanza per una quantità di 1 mA è dell'ordine di 400 μA/V.

L'impedenza di uscita dinamica è di 200 kΩ.

Il coefficiente di amplificazione di tensione è dell'ordine di 80.

I tre modelli 601, 602, 603 sono classificati secondo la corrente di saturazione con polarizzazione nulla:

SFT 601	250 μA
SFT 602	200-1500 μA
SFT 603	1000-5000 μA

Le tensioni sono:

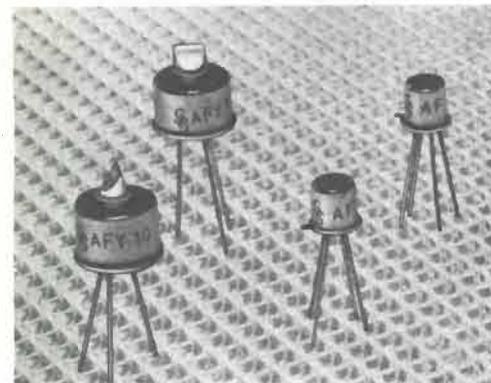
SFT 601	per I_{DS} = 1500 μA	V_C = 2 V
SFT 602	per I_{DS} = 600 μA	V_C = 3 V
SFT 603	per I_{DS} = 2,5 nA	V_C = 4 V

Lo statistor, per la sua possibilità di amplificazione con una impedenza d'ingresso elevata, è dunque un elemento la cui assenza è stata spesso sentita, nella gamma dei componenti a semiconduttori.

F. T.

(Da « Electronic Professionelle »)

IL MESATRANSISTOR AL GERMANIO

di Heinz Dorendorf e Hans Rebstock

Da quando si è iniziata la produzione dei transistor, si è sempre cercato di migliorare la loro risposta alle frequenze elevate. Mentre, ancora pochi anni fa, il limite di frequenza per l'impiego dei transistor era intorno ai 50 MHz, negli ultimi tempi è stato possibile ottenere frequenze di oscillazioni massime di 3 GHz[1]).

Era noto, già da tempo, che, per migliorare le proprietà del transistor in alta frequenza, si deve ridurre quanto più possibile:

a) il tempo di transito dei portatori minoritari dall'emettitore al collettore (t_{EC}),

b) la capacità del collettore (C_C) e dell'emettitore (C_E),

c) la resistenza ohmica di transito propria (particolarmente la resistenza di diffusione r_{BB}').

Secondo la teoria di Shockley [2] il tempo di transito, attraverso la base, è dato da:

$$t_{EC} = \frac{w^2}{2\,D_m} \qquad (1)$$

dove w è lo spessore della base e D_m è la costante di diffusione dei portatori minoritari della base. Come mostra l'uguaglianza (1), per ottenere una riduzione del tempo di transito t_{EC} occorre ridurre lo spessore della base w. Nel caso di transistor a giunzione di lega (vedere fig. 1 a), con l'attuale tecnologia, si possono ottenere spessori variabili tra 5 e 10 μm. La riduzione dello spessore della base comporta però un aumento della resistenza di diffusione r_{BB}, ciò che è indesiderabile agli effetti delle prestazioni in alta frequenza. In determinate condizioni di adattamento, il massimo guadagno di potenza $V_{L\,opt}$, nel campo di frequenza da 0,05 a 2 fα (fα è la frequenza limite dell'amplificazione di corrente, in circuito a base comune, ove $\alpha = 0{,}7\ \alpha_0$) è dato da [3]:

$$V_{L\,opt} \sim \frac{1}{16\pi^2 f^2}\,\frac{1}{t_{EC}\, r_{BB}'\, C_C} \sim \frac{1}{8\pi f^2}\,\frac{f\alpha}{r_{BB}'\, C_C} \qquad (2)$$

dove f è la frequenza di misura.

L'aumento di r_{BB}' con strato di base più sottile, pregiudica pertanto il guadagno di potenza massimo. Si potrebbe mantenere r_{BB}' piccola anche con una base sottile, se la si drogasse maggiormente: si otterrebbe però un aumento di C_C, una riduzione della massima tensione inversa sopportabile e della parte di corrente totale dovuta alle lacune. Naturalmente questo non è desiderabile [2]).

---

1) Secondo le recenti ricerche dei V.W. Vodicka e R. Zuleeg è ancora possibile, in alcuni casi, un impiego dei mesatransistor al di sopra della loro frequenza di oscillazione limite [1].

2) La percentuale della corrente di emettitore I_E, costituita dai portatori minoritari è, nei transistor a giunzione di lega pnp

$$\gamma = \frac{1}{1 + \dfrac{\sigma_B\, w}{\sigma_E\, L_{nE}}}$$

dove σ_B ed σ_E indicano, rispettivamente, la conducibilità della zona di base e quella dell'emettitore, w lo spessore di base ed L_{nE} la lunghezza di diffusione degli elettroni nello strato di emettitore.

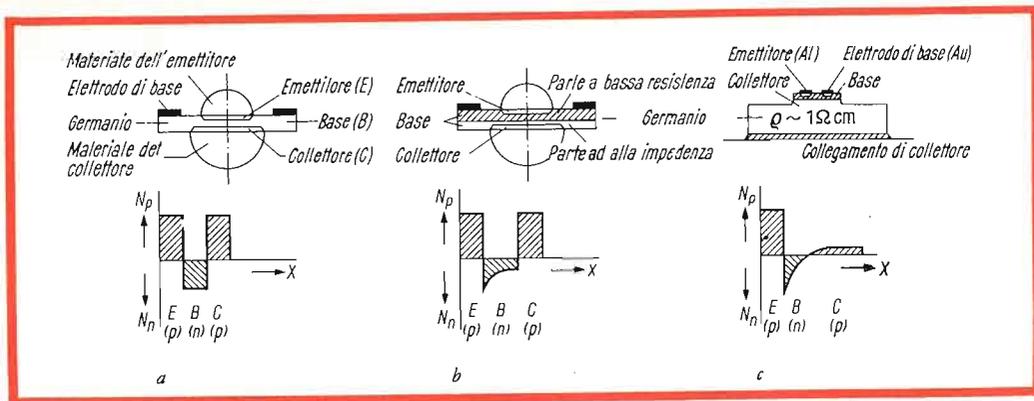



Fig. 1 - Sezione schematica e distribuzione dei livelli di drogaggio per diversi tipi di transistor (pnp).

a) Transistor a lega
b) Drift-transistor
c) Mesatransistor

Il fattore di disturbo proprio del transistor assume altrettanta importanza quanto il massimo guadagno di potenza a frequenze elevate, poichè esso giuoca un ruolo essenziale per la sensibilità di ingresso dell'amplificatore di cui costituisce lo stadio pilota. Anche gli studi di J. M. Stewart [4] presuppongono, oltre che il rispetto dei punti a), b), c), che vengano soddisfatte le usuali premesse quali si richiedono a buoni transistor e cioè la elevata amplificazione di corrente, in bassa frequenza e le piccole correnti inverse.

L'avvento della tecnica di diffusione ha fatto registrare un notevole passo avanti nella preparazione di strati di base più sottili (w). Con detta tecnica è possibile prepararne, abbastanza facilmente, con spessori fino a 0,5 μm. Questi strati di base, ottenuti con diversa distribuzione dei livelli mediante diffusione, presentano altre favorevoli proprietà per transistor di alta frequenza. Il drogaggio non è suddiviso uniformemente lungo la base, ma è massimo all'emettitore e minimo al collettore (vedere fig. 1 b; Drifttransistor). Si può così ottenere $r_{BB'}$ e C_C piccoli e, ciò nonostante, avere una elevata tensione inversa al collettore. Il gradiente di drogaggio della base genera inoltre un campo aggiuntivo (effetto Drift) che permette una riduzione del tempo di transito t_{EC} da $^1/_2$ a $^1/_8$ [5].

Con tempi di transito dei portatori minoritari molto piccoli, il tempo di carica della capacità di giunzione dell'emettitore C_{EB} può farsi rilevante anche in basi sottili. Al posto dell'equazione (1) si può pertanto scrivere, più propriamente [6]:

$$t_{EC} = \frac{w^2}{2\,D_m} + \frac{kT}{q\,I_E}\,C_{EB} \qquad (3)$$

dove

q è la carica elementare
k è la costante di Boltzmann
T è la temperatura assoluta

Il secondo membro è funzione della capacità della giunzione di emettitore ed assume particolare importanza nel caso di piccole correnti di emettitore I_E. La sua influenza può venire ridotta se la capacità di emettitore C_{EB} viene mantenuta piccola. Questa è la via da seguire per ottenere nei transistor AF una più elevata frequenza limite, con valori di corrente I_C sempre maggiori.

Per avere piccole capacità C_{CB} e C_{EB} (ricordare il punto b) citato all'inizio) debbono venire usate piccole superfici e ridotti i drogaggi delle giunzioni, nei limiti, naturalmente, di quanto è possibile fare rispettando altre esigenze, come, ad esempio, quella della massima tensione inversa raggiungibile.

Riassumendo, si può stabilire che debbono essere seguite due vie per ottenere buone proprietà nei riguardi dell'alta frequenza:

1. Riduzione delle dimensioni geometriche (base più sottile, sezioni di emettitore e collettore più piccole).

2. Generazione di determinate distribuzioni di drogaggio mediante diffusione nella zona di base.

Principio del mesatransistor al germanio (pnp)

Indicazioni sui processi da seguire per la fabbricazione di transistor del tipo ad alta frequenza, nei quali sono adeguatamente soddisfatte queste premesse, vennero date nel 1956 da C. A. Lee [7].

La figura 1 c mostra la rappresentazione schematica di questo « transistor al germanio a base diffusa ». Poichè l'aspetto del sistema del transistor finito somiglia ad un insieme di montagne, quale, ad esempio, si ha nel Grand Canyon, si è deciso di chiamare in America questo tipo di transistor, con il nome di « mesatransistor » («mesa», in spagnolo, significa appunto pianoro). La base è preparata secondo il processo di diffusione, l'emettitore E mediante evaporazione e lega di alluminio (drogaggio p); il contatto di base B mediante connessione di un filo di oro - antimonio (drogaggio n). La struttura del mesatransistor viene ottenuta, alla fine, mediante trattamento con reagenti.

Lee [7] raggiunse già delle frequenze limite $f\alpha$ di 500 MHz. Ulteriori ricerche, nel frattempo, si ebbero anche nei laboratori della Bell [8, 9, 10]. Talley [8] illustrò alcuni tipi di transistor per disparati scopi di impiego (amplificatori, commutatori, oscillatori). Mediante opportuna selezione dello spessore di base, del suo drogaggio e della geometria delle parti, si può ottenere abbastanza facilmente un transistor adatto agli impieghi desiderati. Early [10] fece diverse considerazioni in merito alla frequenza limite teoricamente ottenibile mediante transistor Mesa al germanio. Egli calcolò una frequenza di oscillazione massima raggiungibile $f_{Osz\,max}$ di 10 GHz. Diverse Ditte americane [11] e giapponesi, come pure la Siemens & Halske AG in Germania, costruiscono mesatransistor al germanio nel campo di frequenza da alcune centinaia di MHz fino ad 1 GHz.

Unitamente alle alte frequenze di lavoro raggiungibili con i mesatransistor, si possono pure ottenere potenze relativamente elevate in AF anche con un sistema così minuscolo, in quanto, collegando direttamente la piastrina alla basetta della custodia, si può avere una buona dissipazio-

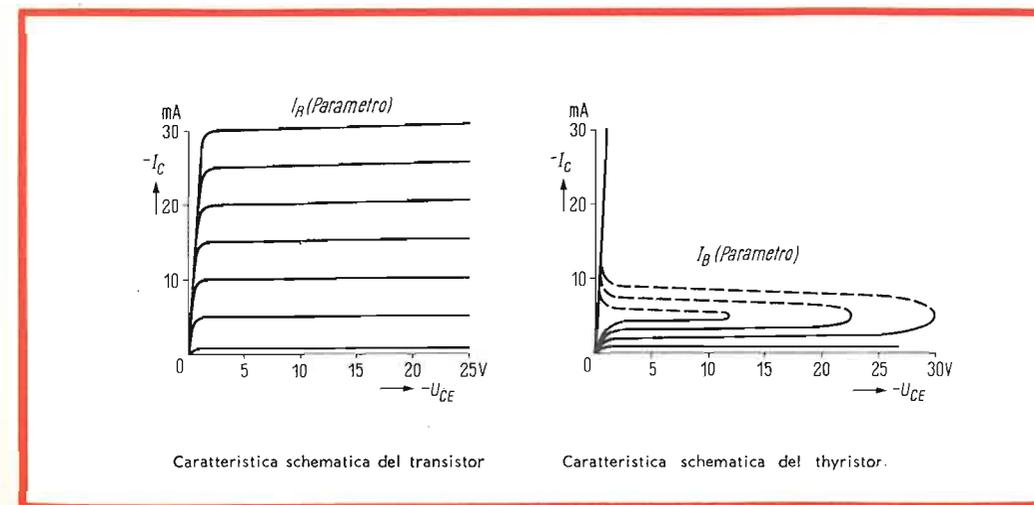



Fig. 2 - Confronto delle caratteristiche di un mesatransistor con un transistor del tipo a 4 strati (« Thyristor »).

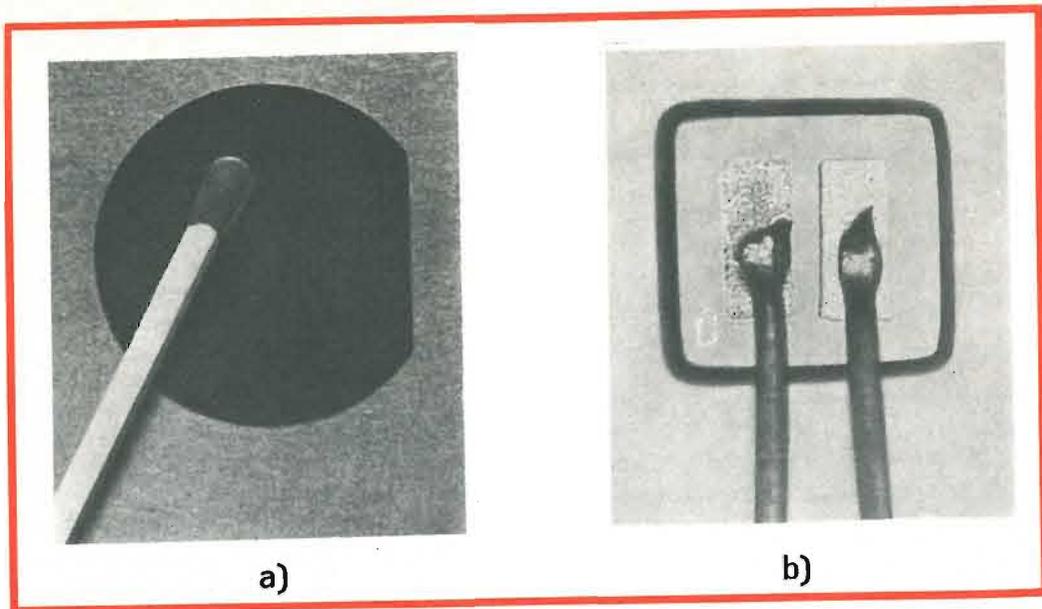



Fig. 3 - a) Disco di germanio con i sistemi riportati mediante evaporazione. Ognuna delle piccole macchioline consta di due parti (vedere la figura a lato).
b) Sistema ingrandito: intorno ai contatti evaporati di base e di emettitore si riconosce l'avallamento del collettore (Mesa). La distanza tra ognuna delle due macchioline evaporate, costituenti l'emettitore e la base, è inferiore alla metà dello spessore di un capello.

ne del calore. La tecnica Mesa è indicata per transistor da impiegare sia in alta frequenza, quanto per transistor cui si richiedano elevate potenze in AF, particolarmente quando si usano, per gli elettrodi, strutture del tipo a meandro, in modo da suddividere su grandi superfici la potenza da dissipare.

Nei mesatransistor pnp al germanio lo strato di base viene ottenuto, come già accennato, mediante diffusione, mentre l'emettitore viene preparato mediante il processo a giunzione di lega. Mentre il transistor a giunzione di lega (vedere figura 1 a) comporta un processo di lega su ambedue le parti, nei mesatransistor le giunzioni emettitore-base e base-collettore si hanno da una stessa parte (vedere figura 1 c). Questo ha il grande vantaggio che variazioni dello spessore della piastrina da cui si otterrà il sistema, variazioni che non si possono evitare comunque, in grandezze di 1 millesimo di millimetro, non assumono praticamente importanza. Questa è la condizione prima per ottenere strati di base più sottili, dell'ordine di grandezza di 1 μm.

Per mantenere piccola la capacità di emettitore si debbono ridurre le dimensioni dell'emettitore, tanto che esso diventi più sottile della metà di un capello umano. Con l'impiego di alluminio — elemento ad elevata concentrazione di drogaggio — si può incrementare la concentrazione di inquinamento della base (lato emettitore) ancora più di quanto avviene nei Drifttransistor a giunzione di lega, normalmente drogati con indio oppure indio-gallio. Questo, senza che la parte di corrente totale dell'emettitore, dovuta alle lacune, venga troppo ridotta (vedere nota 2). L'elevato drogaggio di base consente ancora, anche per i più sottili spessori di base, favorevoli resistenze di diffusione, essenzialmente funzioni della resistenza di strato e della distribuzione di drogaggio.

La capacità di collettore C_C resta piccola se la superficie del collettore (Mesa) viene mantenuta nell'ordine di grandezza di 10^{-2} mm² e se la resistenza specifica del germanio (collettore) viene scelta elevata. Una capacità di collettore ridotta ed una alta tensione inversa richiederebbero notevoli valori di resistenza specifica del germanio di base, mentre si avrebbero inconvenienti, ad elevate frequenze, per la resistenza di transito del collettore (limite di modulazione con correnti rilevanti) e per la difficoltà di ottenere un buon contatto con il materiale base, senza alcuna iniezione. Infatti, se il contatto non avviene compiutamente, vengono iniettati portatori minoritari che, anche dalla piastra di base, con buon materiale semiconduttore (elevata vita dei portatori), possono raggiungere il collettore. Il transistor, in questo caso, diventa uno dei così detti « transistor a 4 strati », e la sua caratteristica normale si trasforma in quella riportata in fig. 2 [3]).

È facile osservare che, anche per i mesatransistor, debbono venire impiegati tipi diversi a seconda che il transistor debba essere usato quale amplificatore o quale interruttore rapido, poichè non è possibile avere, al tempo stesso, le migliori proprietà di commutazione ed i più elevati guadagni di potenza in alta frequenza.

Processo di preparazione del mesatransistor (tipo per amplificazione)

Il materiale impiegato viene ottenuto da un cristallo di germanio di tipo p ricavato da un bagno di fusione, con resistenza specifica $\varrho = 1\ \Omega$ cm, che viene tagliato e successivamente pulito. Dopo un accurato trattamento superficiale, le piastrine vengono sottoposte all'azione di evaporazione di un elemento donatore (arsenico o antimonio) sintantochè, raggiunta una temperatura da 600 a 700 °C, si forma uno strato diffuso di tipo n, dello spessore da 1 a 2 μm (il tempo occorrente è variabile tra 20 ed 80 minuti, a seconda della temperatura e della pressione di evaporazione). Sotto vuoto spinto (10^{-5} Torr) e mediante opportune maschere — la cui preparazione richiede la soluzione di non facili problemi — vengono evaporati e « legati » i contatti di emettitore e base per alcune centinaia di transistor (fig. 3 a; ogni macchiolina comprende già l'emettitore e la base, come si può rilevare con maggior chiarezza dalla fig. 3 b). Per la preparazione di ambedue le superfici, che debbono avere una distanza da circa 10 a 15 μm, sono impiegabili due processi (ad esempio, nei transistor Siemens AFY 11 l'ingombro del sistema è di 30 μm per 75 μm): o si evapora da due diverse sorgenti attraverso ad una opportuna apertura di diaframma, con il germanio situato ad una certa distanza dalla maschera (evaporazione obliqua, vedere fig. 4 a), oppure, dopo aver evaporato su una zona, si sposta la maschera rispetto al germanio e si evapora sulla seconda zona (evaporazione con spostamento, vedere fig. 4 b).

Ottenuti i collegamenti di base e d'emet-

---

3) A volte vengono costruiti secondo questo principio, con due posizioni di lavoro stabile, mesatransistor denominati poi « Thyristor » [12]; essi sono anche apparsi sul mercato nel campo degli interruttori rapidi.

a) Evaporazione « obliqua », per mezzo di maschera con fori rettangolari.

b) Evaporazione per spostamento: ambedue le superfici vengono evaporate in fasi successive, mediante un piccolo spostamento tra maschera e germanio.

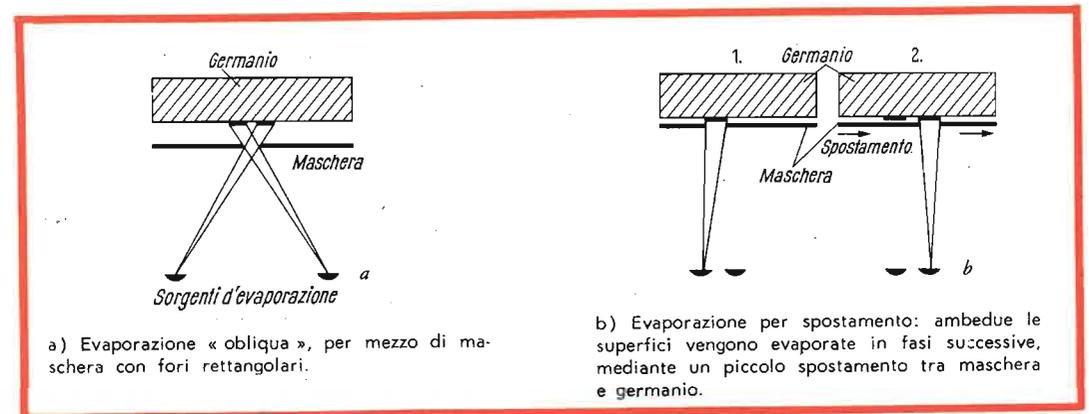



Fig. 4 - Rappresentazione schematica di diversi processi di evaporazione.

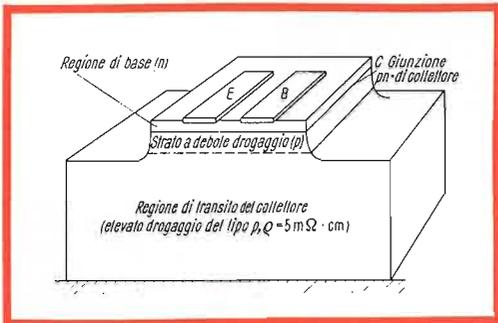



Fig 5 - Sezione schematica di un mesatransistor epitaxiale. Tra il materiale, ad alto drogaggio costituente la base del collettore e la giunzione pn del collettore si ha uno strato intermedio, a scarso drogaggio ed elevata resistenza.

titore per evaporazione e lega, si deve operare sulla superficie di collettore (Mesa). Vengono impiegati solamente processi di erosione chimica od elettrolitica, con protezione, mediante opportuno rivestimento della superficie che, durante l'azione del reagente, non deve venire attaccata: tolto lo strato di protezione, si ottiene la struttura del Mesa finale.

Vengono ora tagliati i dischi: le singole piastrine, ognuna delle quali costituisce un Mesa, vengono giuntate a lega sul supporto del sistema. Quest'ultimo può venire collocato direttamente sulla piastra di base (ciò che consente una buona dissipazione del calore e quindi una più elevata potenza dissipabile) oppure venirne isolato. In questo ultimo caso, il collettore non è collegato alla custodia, ciò che comporta un vantaggio per alcuni impieghi in alta frequenza. I transistor Siemens per alta frequenza e medie potenze, AFY 10 ed AFY 11 sono pertanto costruiti senza isolamento tra collettore e piastra di base, mentre i transistor AF 106 ed AFY 12, adatti per circuiti di preamplificazione, sono costruiti con collettore isolato. Per la giunzione a lega vengono impiegati, nei mesatransistor al germanio, generalmente giunzioni d'oro poichè le normali saldature con piombo, stagno od indio, possono rendere difficile la successiva operazione di contatto con le superfici evaporate.

La realizzazione dei contatti con superfici evaporate viene effettuata con il procedimento della così detta « termocompressione » [13], la quale presenta un vantaggio notevole in quanto può venire effettuata senza l'impiego di alcun materiale da saldare. Un sottile filo d'oro (diametro da 10 a 15 μm) viene premuto, ad una temperatura di circa 300 °C, sulla superficie evaporata, mediante un piccolo cuneo. Grazie alla deformazione plastica del filo, si può ottenere un'intima connessione (una specie di saldatura a freddo) che, anche nel caso di notevole trazione, assicura prima la rottura del filo che non quella della connessione. Pressione e temperatura si debbono scegliere in modo che non si abbia nè deformazione plastica nè rottura per fragilità del germanio, ciò che potrebbe rovinare una giunzione tanto sottile. Naturalmente, deve essere evitata la formazione di una fase liquida che influenzerebbe, in maniera non controllabile, le sottili giunzioni. La figura 3 b mostra un sistema di contatto; la lunghezza della superficie evaporata corrisponde all'incirca allo spessore di un capello umano. Da ultimo, il transistor viene incapsulato dopo essere stato riscaldato sotto vuoto, e protetto con un gas o con apposito grasso. Un invecchiamento ad elevata temperatura chiude il processo di fabbricazione.

Quanto sopra permette che il mesatransistor venga costruito in ambiente pulito e che si effettuino trattamenti di superficie, quali per lo più non possono farsi, nel caso dei transistor a giunzione di lega. Infatti è possibile un riscaldamento sotto vuoto, perchè le connessioni da realizzare, in contrapposto a quanto avviene nei transistor al germanio a giunzione di lega, liquefano soltanto oltre i 350 °C. Il mesatransistor non ha metalli, quali il piombo, lo stagno ed altri, che vadano facilmente in soluzione e che sporchino le superfici del germanio. È nota l'importanza di questo per la sicurezza di funzionamento.

Contrariamente a quanto potrebbe apparire, i mesatransistor sono molto robusti. Una limitazione è posta soltanto dal sottile filo che sopporta un carico da circa 100 a 200 mA, trascurando la tensione residua (potenza dissipata).

Nonostante le strette tolleranze ed i costosi apparecchi necessari, la lavorazione

del mesatransistor è economica poichè quasi tutti i processi più costosi sono effettuati in serie, contemporaneamente per diverse centinaia di sistemi.

Nuove realizzazioni (epitaxi)

Prima di chiudere queste considerazioni, accenniamo ancora ad un ulteriore sviluppo dei mesatransistor, inteso ad ottenere transistor per altissime frequenze, di maggiore potenza ed, innanzitutto, che permettano tempi di commutazione sempre più piccoli.

La figura 1 c mostra come il mesatransistor si differenzi dai transistor a giunzione di lega, causa una regione di passaggio di collettore a resistenza relativamente elevata. Si eviterebbe volentieri l'impiego di questa zona, se essa non fosse necessaria per ottenere una tensione inversa di collettore sufficientemente alta, ed una piccola capacità di collettore C_{CB}. Essa, pertanto, dovrà essere quanto più possibile sottile. Poichè tecnologicamente è molto difficile operare con spessori di collettore da circa 10 a 20 μm in questi ultimi tempi si è pensato, per le esigenze più spinte, ad una struttura a strati (fig. 5). Si impiega un materiale di supporto ad elevato drogaggio, di conducibilità quasi metallica (germanio), sul quale si lascia accrescere uno

strato mono-cristallino ad impedenza relativamente alta (epitaxi).

Le caratteristiche di un transistor d'amplificazione, costruito secondo questa tecnica, adatto per frequenze di lavoro sino ad 1 GHz, vengono riportate in tabella per il tipo sperimentale V 120.

La tecnica epitaxiale assume particolare importanza per i transistor di commutazione, poichè per questi, si devono ottenere minime tensioni residue (paragonare le caratteristiche riportate in figura 6 dei campioni sperimentali V 118 e V 125 [epitaxiale]). Si può così ottenere una riduzione del così detto tempo di immagazzinamento.

Proprietà elettriche dei mesatransistor Siemens

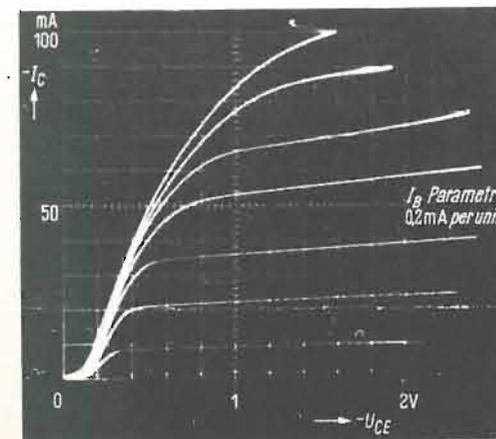
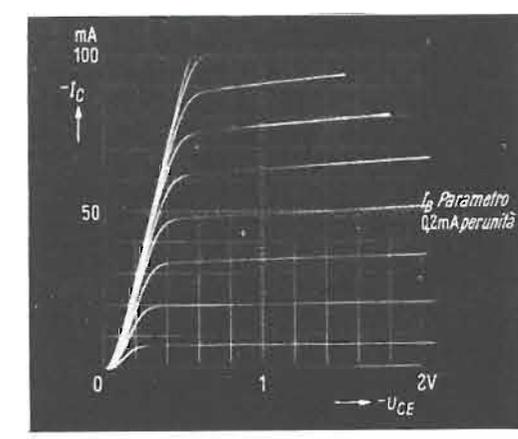
La Siemens & Halske ha presentato, quali primi transistor per amplificazione preparati secondo questa nuova tecnica, i Mesa al germanio AFY 10, AFY 11, AFY 12 ed AF 106. La denominazione rispecchia le nuove norme unificate in Europa. La prima lettera « A » contraddistingue un transistor al germanio, la seconda lettera « F » un transistor ad alta frequenza, la terza « Y » indica che il componente è adatto ad essere impiegato in apparecchiature professionali. Le cifre sono numeri progressivi e non hanno alcun significato.

a) Mesatransistor normale (V 118).

b) Mesatransistor epitaxiale (V 125) con ridottissima tensione residua.

Fig. 6 - Confronto delle caratteristiche di un mesatransistor al germanio (ottenuto con processo normale) con uno ottenuto per via epitaxiale.

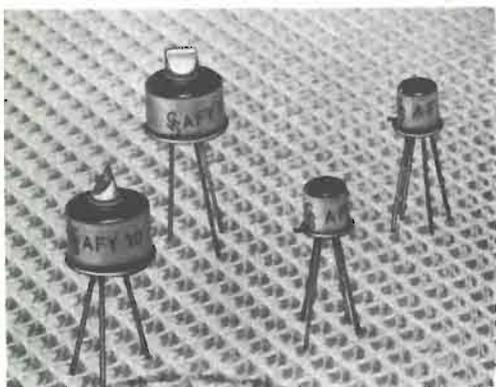



Fig. 7 - Mesatransistor Siemens al germanio AFY 10, AFY 11, AF 106 ed AFY 12 (in grandezza doppia di quella naturale).

Con la denominazione « qualità professionale », si indica che il transistor consente elevate prestazioni, quali si possono ottenere soltanto da una fabbricazione continuamente sotto controllo e che impieghi speciali trattamenti. Il concetto di qualità non si riferisce quindi, in prima linea, ai dati nominali di listino, ma contraddistingue una elevatissima affidabilità (reliability) nell'impiego con carichi in condizioni severe. Questa proprietà assume créscente importanza, specie con riferimento al sempre maggior numero di componenti che si impiegano, come ad esempio nelle nuove apparecchiature di elaborazione di dati.

Nella tabella 1 sono riportati i più importanti dati caratteristici dei tipi correnti e del campione di laboratorio V 120. I tipi AFY 10/11 sono transistor per alta frequenza, con potenze dissipabili relativamente elevate, e sono pertanto costruiti con il collettore collegato alla custodia. La potenza di dissipazione è, a seconda che la temperatura ambiente o quella della custodia venga mantenuta a 45 °C, rispettivamente di 180 oppure 500 mW. I tipi AFY 12 ed AF 106 sono invece costruiti con il collettore isolato dalla custodia. Le loro prestazioni ne consentono l'impiego in amplificatori di deboli segnali, ad esempio negli stadi di preamplificazione per modulazione di frequenza o televisione, fino a 300 MHz. La potenza dissipabile è di 30 mW a 45 °C di temperatura ambiente. Il tipo citato provvisoriamente con la sigla V 120 è adatto per stadi di amplificazione sino a circa 1 GHz.

Per la generazione di oscillazioni, i transistor sono impiegabili ancora sino alle « frequenze massime » citate nella tabella 1, le quali sono notevolmente maggiori di quelle che si possono rilevare dall'uguaglianza (2), quando il guadagno di potenza $V_{L\ opt}$ viene posto = 1. In detta tabella sono riportati alcuni valori caratteristici del guadagno di potenza ad alta frequenza. Aumentando la frequenza, il guadagno di potenza si riduce, secondo l'equazione (2), di 6 dB per ogni ottava. Poichè questo valore teorico non è esattamente verificato in tutti i casi pratici, l'elaboratore può disporre, per stabilire i più opportuni punti di lavoro a frequenze elevate, dei così detti parametri Y dei quadripoli (fig. 8). Nella figura 9 è data dimostrazione, per il transistor AFY 11, di una tale rappresentazione valevole per inserzione del transistor a base comune. Essa permette, vantaggiosamente, di determinare, per diversi punti di lavoro e frequenza, sia le condizioni di adattamento, sia il massimo guadagno di potenza in funzionamento adattato e neutralizzato. Ad esempio, come è rilevabile anche dalla formula seguente:

$$V_{L\ opt} = \frac{|y_{21}|^2}{4 g_{22} g_{11}} \text{ con } \begin{cases} g_{11} \text{ parte reale di } y_{11} \\ g_{22} \text{ parte reale di } y_{22} \end{cases}$$

Naturalmente il guadagno di potenza, può essere anche maggiore di $V_{L\ opt}$, se si ammette un certo accoppiamento di reazione, poichè in caso di neutralizzazione la reazione di y_{12} con inserzione di un quadripolo passivo, è nulla.

Considerazioni in proposito possono qui venire soltanto accennate: rimandiamo alle pubblicazioni di S. Schwarz [14] e R. Wiesner [15] per maggiori dettagli.

Per giudicare un transistor, riveste molta importanza, oltre al coefficiente di guadagno di potenza, il fattore di rumore ad elevate frequenze. I dati riportati in tabella 1 mostrano le eccellenti proprietà di questi transistor per impieghi di preamplificazione ad elevata sensibilità di ingresso.

Schemi equivalenti

Per alcuni scopi, oltre alla conoscenza dei parametri Y è importante esaminare il comportamento del transistor in base allo schema equivalente. Nella figura 10 sono dati i valori di massima per l'AFY 11, con un punto di lavoro di $-I_c = 10$ mA, $-U_{CE} = 10$ V a 100 MHz. Lo schema equivalente per alta frequenza risponde bene al comportamento del transistor sino a circa 300 MHz.

Il generatore di corrente αI_E è l'unica grandezza funzione della frequenza. Secondo D. E. Thomas e J. L. Moll [16] si può porre, con buona approssimazione

$$\alpha = \frac{\alpha_0}{1 + i\, f/f\alpha}\, e^{-im\,(f/f\alpha)}$$

$$\text{con} \quad m = 1 - \frac{f\alpha}{f\beta}(1 - \alpha_0) \sim 0{,}5$$

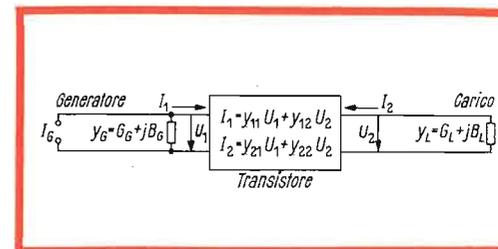



Fig. 8 - Rappresentazione dei parametri Y di un transistor considerato come quadripolo.

L'emettitore è rappresentato dalla resistenza di diffusione r_{EB}, con in parallelo, la capacità di emettitore C_{EB}, (comprendente la capacità della giunzione e della regione di diffusione). Si ha quindi la resistenza di base r_{BB}' e, successivamente, caratteristico per i Mesa, la suddivisione della capacità di collettore nelle due capacità concentrate (in prima approssimazione) $C_{c'B}$ e $C_{c'B'}$ poste ad ambedue le estremità della resistenza di base. Nello schema di inserzione a base comune assume importanza

Ammettenza d'entrata $y_{11b} = g_{11b} + jb_{11b}$ con inserzione a base comune

Ammettenza di trasferimento $y_{21b} = g_{21b} + jb_{21b}$ con inserzione a base comune

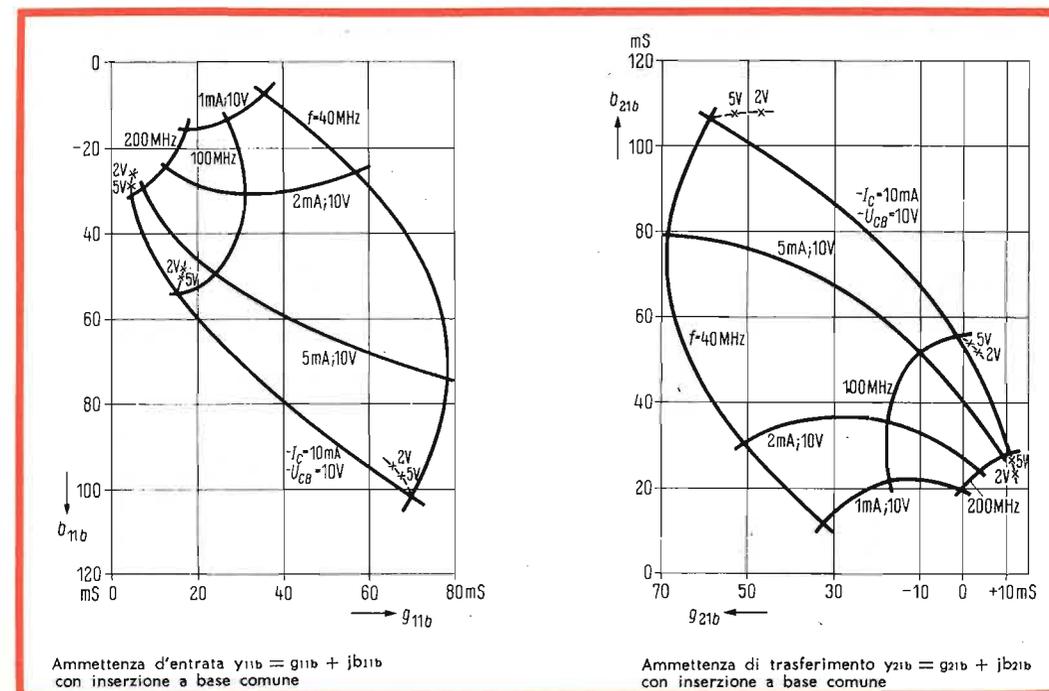



Fig. 9 - Andamento dei parametri Y del transistor tipo AFY 11, con valori di y_{11}, e y_{21} in funzione frequenza e del punto di lavoro, con inserzione a base comune.

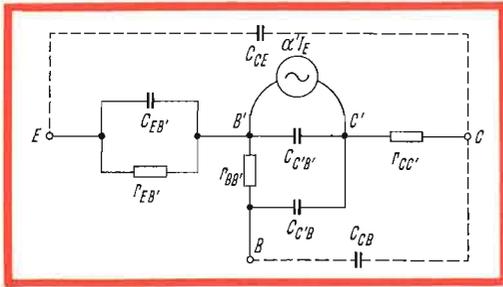



Fig. 10 - Schema equivalente a T per alta frequenza del mesatransistor, con valori per il tipo AFY 11, riferiti al punto di lavoro ($-U_{CE} = 10$ V; $-I_C = 10$ mA).

Gli elementi del circuito equivalente hanno i seguenti valori medi:

Frequenza		= 100 MHz
Punto di lavoro	$-I_C$	= 10 mA
	$-U_{CE}$	= 10 V
Resistenza di diffusione dell'emettitore	$r_{EB'}$	= 2,5 Ω
Capacità della giunzione di diffusione d'emettitore	$C_{EB'}$	= 140 pF
Generatore di corrente	$\|a'\|$	= 0,98a_0
	$\varphi a'$	= —15
Resistenza di diffusione della base	$r_{BB'}$	= 45 Ω
Capacità di giunzione del collettore	$C_{C'B'}$	= 0,4 pF
Capacità di giunzione del collettore	$C_{C'B}$	= 0,8 pF
Resistenza di transito del collettore	$r_{CC'}$	= 40 Ω
Capacità della custodia	C_{CE}	= 0,6 pF
	C_{CB}	= 0,6 pF

soltanto $C_{C'B'}$ parte attiva della relazione [4]) $h_{12} = \omega (r_{BB'} C_C + h_{11} C_{EC})$ e la parte reale dell'ammettenza d'uscita g_{22}. La capacità $C_{C'B}$ è efficace, invece, pressapoco come la capacità C_{CB} (che si ha attraverso la basetta) e può venir compresa, a volte, nel circuito d'oscillazione esterno. Sono riportate pure le restanti capacità e resistenze di transito.

La resistenza di collettore $r_{CC'}$, come già detto, ha importanza particolare; per i tipi epitaxiali essa può venire trascurata. Ad elevate frequenze di lavoro si può tenerne conto in uno alle interazioni delle induttanze generate dall'insieme dei collegamenti.

---

4) I così detti parametri h sono analoghi ai parametri Y e definiti dall'equazione.

$$U_1 = h_{11} I_1 + h_{12} U_2$$
$$I_2 = h_{21} I_1 + h_{22} U_2$$

h_{12} è una grandezza che indica la reazione di tensione

$$h_{12} = \left(\frac{U_1}{U_2}\right)_{I_1 = 0}$$

Tabella 1 - Dati caratteristici dei mesatransistor Siemens al germanio

		AFY 10	AFY 11	AF 106	AFY 12	V 120
Dati per il punto di lavoro $-U_{CE}$	V	10	10	12	12	12
$-I_C$	mA	10	10	1	1	1,5
Frequenza con $\beta = 1$ — $f_\beta = 1$	MHz	330	400	220	220	550
Massima frequenza di oscillazione f Osz max	MHz	600	750	1000	1000	1500
Massimo guadagno di potenza a base comune V_L opt						
100 MHz	dB	16	18			
200 MHz	dB	10	12	14	14	
800 MHz	dB					10
Amplificazione di corrente a emettitore comune (a 1 kHz) β_0		60	60	40	40	
Costante di tempo di reazione $r_{BB'} C_{C'}$	ps	25	20	9	9	
Capacità della giunzione di blocco di collettore C_C — $C_C = C_{C'B'} + C_{C'B}$ ($U_{CB} = 10$ V)	pF	1.2	1.2	0,7	0,7	
Fattore di rumore ($R_g = 60$ Ω)		$-U_{CE}$=6V, $-I_C$=2mA				
a 100 MHz	dB	5.8	4.8			
a 200 MHz	dB	6.8	6,0	5,5	5,5	10
a 800 MHz	dB					
Corrente inversa di collettore-base a 12 V $-I_{CB0}$	µA	2	2	<10	<3	<10
DATI LIMITE						
Massima tensione inversa di collettore $-U_{CB0}$	V	30	30	25	25	25
Massima tensione inversa di emettitore (I_{EBO} = 100 µA) $-U_{EB0}$	V	1	1	0,3	0,5	
Corrente di collettore $-I_C$	mA	70	70	10	10	5
Potenza dissipabile alla temperatura ambiente di 45°C	mW	180	180	30	30	30
con temperatura dell'involucro 45°C	mW	500	500			

Bibliografia.

[1] Zuleeg, R. e Vodicka, V.W.: Parametric Amplification Properties in Transistors. Proc. IRE **48** (1960) pp. 1785 e 1786.
Vodicka, V.W. e Zuleeg, R.: Transistor Operation beyond Cutoff Frequency. Electronics **33, 35** (1960) p. 56.

[2] Shockley, W., Sparks, M. e Teal, G. K.: pn-Junction Transistors. Phys. Rev. **83** (1951) pp. 151-162.

[3] Pritchard, R. L.: High-Frequency Power Gain of Junction Transistor. Proc. IRE **43** (1955) pp. 1075-1085.

[4] Stewart, J.M.: The Noise Figure of Junction Transistors. Proc. IEE **47** (1959).

[5] Krömer, H.: Zur Theorie des Diffusions- und Drifttransistors. AEÜ **8** (1954) pp: 223-228. 363 e 364 e 499-504.

[6] Pritchard, R. L.: Frequency Variations of junction-Transistor Parameters. Proc. IRE **42** (1954) pp. 786-799.

[7] Lee, C. A.: A High Frequency Diffused Base Germanium Transistor. Bell System Techn. J. **35** (1956 pp. 23-34.

[8] Talley, H. E.: A Family of Diffused Base Germanium Transistors. IRE Wescon Conv. Rec. 1958 (B) pp. 115-112

[9] Warner, R.M., Early, J.M. e Loman, G.T.: Structure and Performance of a Diffused-Base Germanium Oscillator Transistors. IRE Trans ED-5 (1958 pp. 127-130

[10] Early, J. M.: Structure Determined Gain-Band Product of Junction Triode Transistors. Proc. IRE **46** (1958) pp. 1924-1927

[11] Knowles, C.H.: New Transistors Design « The Mesa-». Electronic Industries **17** (1958) pp. 55-60.

[12] Müller, C. W. e Hilibrand, J.:The « Thyristor » - A new high-speed switching transistor: IRE Trans Vol. ED-5 (1958) pp. 2-5.

[13] Christensen, H.: Electrical Contacts with Thermocompression Bonds. Bell Labor. Rec. **36** (1958) pp. 127-130

[14] Schwartz, G.: Selected Semiconductor Circuits Handbook. John Wiley & Sons New York 1960 Kap. 4-5.

[15] Wiesner, R.: Transistoren für hohe Frequenzen: Nachrichtentechn. Fachberichte NTF **18** (1960) pp. 19-29

[16] Thomas, D. E. e Moll, J. L.: Junction Transistor Short-Circuit Current Gain and Phase Determination. Proc. IRE **46** (1958) pp. 1177-1185.

a cura di L. Biancoli

LE VALVOLE TERMOIONICHE RICEVENTI

TEORIA DI FUNZIONAMENTO E TECNICA DI IMPIEGO

Parte dodicesima - RETTIFICAZIONE E RIVELAZIONE

L'impiego della valvola per la trasformazione di una corrente alternata in corrente pulsante è alla base di tutta la tecnica elettronica. Nell'evoluzione della tecnica stessa — inoltre — è seguito immediatamente l'impiego della valvola per la separazione delle correnti di modulazione a frequenza udibile, dalle correnti ad Alta Frequenza che consentono l'irradiazione di programmi di trasmissione attraverso l'etere. In questa occasione ci occuperemo di questi importanti tipi di impiego delle valvole.

RETTIFICAZIONE DELLA CORRENTE ALTERNATA

L'azione di rettificazione che può essere compiuta mediante un diodo trova importanti possibilità di applicazione agli effetti sia dell'alimentazione in corrente continua di un'apparecchiatura elettronica di qualsiasi tipo, usufruendo di una sorgente di tensione a corrente alternata, nonché per fornire alti valori di tensione continua, provenienti da impulsi ad alta tensione, sia della rivelazione di segnali ad Alta Frequenza.

Un normale circuito adatto alla conversione di una tensione a corrente alternata in una tensione a corrente continua consiste in una **valvola rettificatrice, in un filtro**, ed in un **partitore o divisore di tensione.** L'effetto di rettificazione compiuto dalla valvola è già stato spiegato sommariamente nel paragrafo dedicato ai diodi del capitolo « ELETTRONI, ELETTRODI e VALVOLE ELETTRONICHE ». Più avanti — invece — ci occuperemo della tecnica di rettificazione di impulsi ad alta tensione, nel paragrafo dedicato ai « Circuiti di uscita orizzontale ».

La funzione di un filtro consiste nell'effetto di livellamento delle ondulazioni presenti nella tensione rettificata fornita da un diodo, il quale livellamento avviene nel modo rappresentato graficamente alla **figura 74**, nonché nell'aumentare il rendimento dell'intero rettificatore.

Il partitore di tensione viene usato allo scopo di ridurre la tensione di uscita ai valori richiesti per il funzionamento delle placche e degli altri elettrodi presenti nelle valvole del dispositivo elettronico alimentato.

La **figura 75** illustra in alto un circuito adatto alla rettificazione di una sola semionda, ed in basso un circuito adatto alla

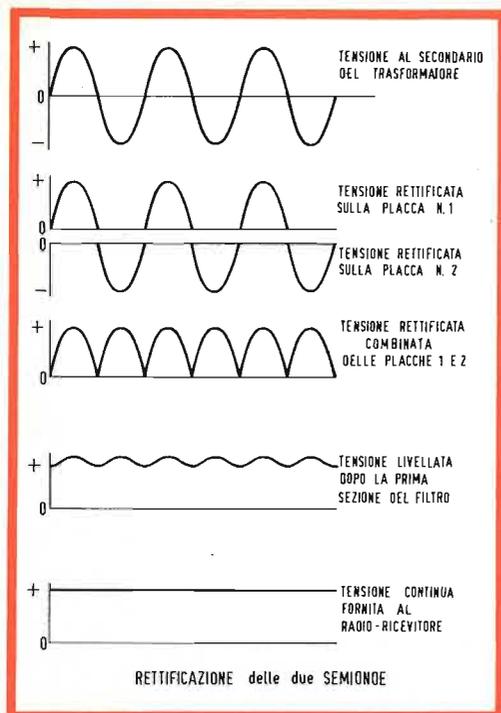



Fig. 74 - Grafico illustrante il processo di rettificazione di una corrente alternata. In alto, si ha l'aspetto della corrente da rettificare. Segue verso il basso l'aspetto delle correnti pulsanti rettificate, con le due semionde separate tra loro. Il terzo grafico rappresenta l'integrazione delle due semionde nella doppia rettificazione. Seguono ancora la forma d'onda della tensione rettificata dopo un primo livellamento, e dopo il livellamento finale.

rettificazione di entrambe le semionde. Nel primo dei due circuiti, la corrente scorre internamente alla valvola rettificatrice, alla volta del filtro, durante ogni semi-periodo alternativo della tensione alternata di ingresso, in cui la placca assume un potenziale positivo rispetto al catodo.

Nel circuito rettificatore delle due semionde — invece — la corrente scorre internamente alla valvola rettificatrice durante ogni semiperiodo. In altre parole, durante i due semiperiodi che costituiscono ogni ciclo della tensione alternata di ingresso, la corrente scorre alternativamente attraverso una delle placche durante il semi-periodo in cui l'altra placca è negativa rispetto al catodo, e viceversa.

Dal momento che la corrente che scorre alla volta del filtro risulta in tal caso maggiormente uniforme che non quella risultante all'uscita di un dispositivo di rettificazione di una sola semionda, è intuitivo che il rettificatore a due semionde necessita di un'azione filtrante inferiore a quella necessaria per il rettificatore di una semionda.

Il funzionamento in parallelo di valvole rettificatrici fornisce in uscita una corrente di maggiore intensità di quella che può essere ottenuta con l'impiego di una sola valvola. Ad esempio, quando due valvole rettificatrici a due semionde vengono collegate in parallelo, le due placche di cia-

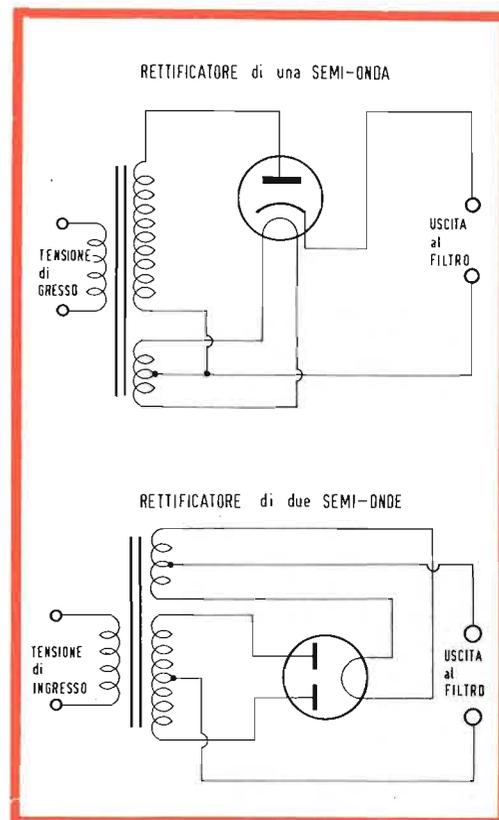



Fig. 75 - In alto: circuito elementare per la rettificazione di una sola semionda di una corrente alternata, mediante un diodo semplice. In basso: circuito per la rettificazione di entrambe le semionde di una tensione alternata, mediante un doppio diodo.

Fig. 76 - Esempio di duplicatore-rettificatore di tensione, costituito da un doppio diodo avente i filamenti separati. Essi forniscono due tensione pulsanti identiche tra loro, che si presentano ai capi dei due condensatori di uscita. Poiché i due condensatori sono in serie tra loro, ed essendo le due tensioni relative di polarità opposte, si ha in uscita una tensione risultante pari alla loro somma.

scuna di esse vengono collegate insieme, per cui ciascuna valvola viene ad assumere le caratteristiche di funzionamento di una rettificatrice ad una sola semionda. In tal caso, la tensione e le caratteristiche del carico ammissibili per ogni valvola sono identiche a quelle relative alla rettificazione di due semionde, ma l'intensità della corrente che il dispositivo è in grado di fornire per l'alimentazione in corrente continua di un carico risulta pressoché raddoppiata.

Quando le valvole rettificatrici a vapori di mercurio vengono collegate in parallelo, in serie a ciascuno dei terminali di placca è necessario collegare una resistenza stabilizzatrice del valore compreso approssimativamente tra 50 e 100 ohm, al fine di garantire che ciascuna delle valvole collegate nell'apparecchio rettificatore funzioni in modo tale da sopportare una frazione eguale del carico totale.

Il valore della resistenza che deve essere adottata a tale scopo dipende dall'intensità della corrente di placca che passa attraverso il rettificatore. Un valore basso dell'intensità della corrente di placca implica lo impiego di un valore più elevato, mentre — per contro — con un'intensità notevole della corrente di placca, è necessario adottare un valore minore.

Quando le placche di alcune valvole rettificatrici a vapori di mercurio sono collegate in parallelo, i terminali dei filamenti corrispondenti devono essere collegati anch'essi in modo simile. In caso contrario, le cadute di tensione che si verificano internamente alle valvole risultano notevolmente sbilanciate, per cui si presenta la necessità di usare resistenze stabilizzatrici di maggior valore.

DUPLICATORI DI TENSIONE

La **figura 76** illustra, nella sua forma più semplice, un circuito denominato **duplicatore di tensione.** Il nome particolare proviene dal fatto che la sua uscita in corrente continua può raggiungere un valore doppio del valore di picco della tensione alternata di ingresso.

Sostanzialmente, un circuito duplicatore di tensione non è altro che un circuito rettificatore, predisposto in modo tale che le due uscite fornite da due diversi rettificatori ad una sola semionda risultino tra loro in serie.

L'azione di un duplicatore di tensione può essere spiegata brevemente nel modo che segue: durante il semi-periodo positivo della tensione di ingresso a corrente alternata, ossia (in riferimento alla figura citata) quando il lato superiore della linea di ingresso a tensione alternata presenta un potenziale **positivo** rispetto al lato inferiore, il diodo superiore viene percorso da corrente, e fornisce pertanto una carica positiva al condensatore **superiore.** Mano a mano che sull'armatura superiore di questo condensatore si accumula una carica positiva, si sviluppa ai suoi capi una tensione positiva.

Durante il semi-periodo successivo di ogni ciclo della tensione alternata di in-

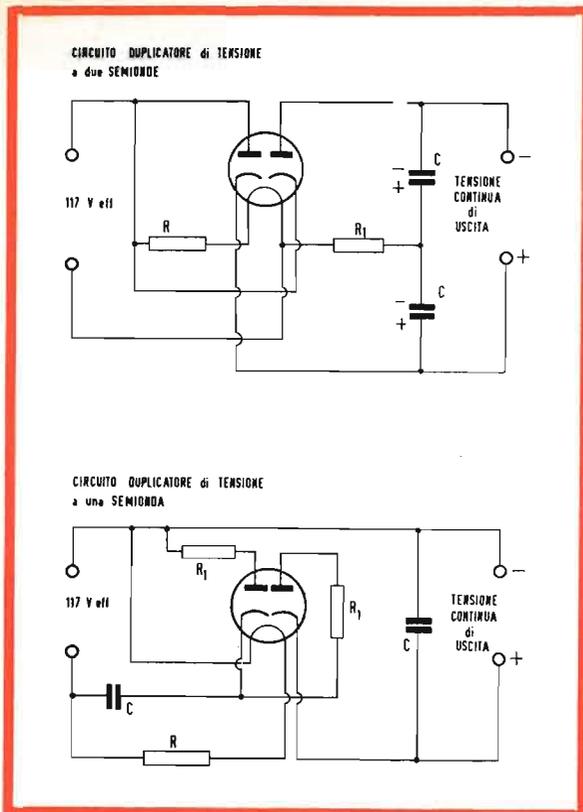



Fig. 77 - Due esempi di rettificatori-duplicatori di tensione, realizzati con doppi diodi aventi i catodi isolati. Il circuito superiore serve per la rettificazione di entrambe le semionde. Il circuito inferiore rettifica invece una sola semionda.

gresso, quando cioè il lato superiore della linea di ingresso assume un potenziale **negativo** rispetto al lato inferiore, il diodo inferiore viene percorso da corrente, per cui ai capi del condensatore **inferiore** viene a svilupparsi una tensione negativa.

Per tutto il tempo durante il quale nessuna corrente viene assorbita dal condensatore collegato ai terminali di uscita, ciascuno dei due condensatori ha la possibilità di caricarsi fino ad assumere tra le sue armature un potenziale pari ad E, ossia al valore di picco della tensione alternata di ingresso. Dal circuito si può osservare che, quando su uno dei condensatori si ha la tensione +E, e sull'altro la tensione —E, l'ampiezza totale della tensione presente ai capi dei due condensatori che risultano connessi in serie tra loro, ammonta a due volte E.

Da ciò deriva che il circuito duplicatore di tensione fornisce — in assenza di carico — una tensione continua di uscita avente un'ampiezza doppia di quella di picco della tensione alternata di ingresso. Quando invece tra i terminali di uscita viene applicato un determinato carico che assorba una certa intensità di corrente, la tensione presente all'uscita diminuisce rispetto al valore 2E di un ammontare che dipende esclusivamente dall'intensità della corrente assorbita dal carico, e dal valore dei due condensatori in serie.

Il circuito illustrato alla figura 76 prende il nome di duplicatore di tensione a due semi-onde, in quanto ciascuna delle due valvole rettificatrici viene percorsa da corrente che raggiunge poi il carico durante ciascuno dei semi-periodi successivi della tensione alternata di ingresso.

La **figura 77** illustra i collegamenti di alimentazione dei filamenti e di duplicazione di tensione.

Nei confronti del duplicatore di tensione a due semi-onde, illustrato in alto alla figura 77, si può osservare che il circuito di carico alimentato in corrente continua non può essere collegato a massa oppure ad un lato della linea di alimentazione a corrente alternata. Questo circuito comporta alcuni inconvenienti quando i filamenti di tutte le valvole presenti nell'apparecchio sono collegati in serie ad una resistenza presente in parallelo alla linea a corrente alternata. Questo tipo di circuito può provocare la presenza di rumore di fondo a causa dell'elevato potenziale a corrente alternata presente tra i filamenti ed i catodi delle valvole.

Il circuito duplicatore di tensione ad una semi-onda illustrato in basso alla figura 77 pone rimedio a tale difficoltà, in quanto il polo della linea di alimentazione a corrente alternata risulta in comune col polo negativo della linea di alimentazione di uscita a corrente continua, facente capo al carico. In questo circuito, una delle due sezioni della valvola ha il compito di caricare un condensatore che — durante il semi-periodo successivo — si scarica in serie alla tensione di rete attraverso l'altra sezione della valvola.

Questo circuito prende il nome di duplicatore di tensione ad una semi-onda, in quanto la corrente rettificata scorre internamente al carico solo durante semi-periodi alternativi della tensione alternata di ingresso.

La regolazione di tensione, ossia la stabilità della tensione fornita da questo circuito è lievemente inferiore a quella consentita dal duplicatore di tensione a due semi-onde.

LA VALVOLA COME RIVELATRICE

Quando un suono, un discorso, un brano musicale, oppure un'immagine televisiva viene trasmessa da una stazione radio o di televisione, la stazione stessa irradia una radio-frequenza (rf) le cui onde possono appartenere ad una delle due categorie principali: in una delle suddette categorie, si dice che le onde sono a **modulazione di ampiezza**, quando il valore della frequenza rimane sostanzialmente costante nel tempo, mentre varia l'ampiezza in modo conforme alla modulazione. Nell'altra categoria — invece — si dice che le onde sono a **modulazione di frequenza**, quando l'ampiezza rimane sostanzialmente costante, mentre la frequenza varia in modo conforme alla modulazione.

La funzione del ricevitore consiste nel riprodurre l'onda di modulazione originale, dopo averla separata dall'onda a radio-frequenza modulata. Lo stadio dell'apparecchio ricevente, che provvede appunto alla funzione di separazione della modulazione dalla portante, prende il nome di stadio **demodulatore** o **rivelatore**.

La rivelazione in modulazione di ampiezza

L'effetto della modulazione di ampiezza di un'onda portante nei confronti della forma d'onda della stessa, è illustrato alla **figura 78**.

Per ottenere la rivelazione, ossia la demodulazione, di onde portanti modulate in ampiezza, esistono tre circuiti basilari che differiscono tra loro: ci riferiamo al rivelatore a diodo, al rivelatore per polarizzazione di griglia, ed al rivelatore a resistenza di griglia.

Questi tre circuiti sono in un certo senso simili tra loro, in quanto tutti e tre provvedono ad eliminare — in parte o completamente — i semiperiodi dell'onda portante a radio frequenza.

Una volta eliminati i semi-periodi alternati, le variazioni degli altri semi-periodi sono suscettibili di essere amplificati per eccitare alla fine una cuffia o un altoparlante.

La **figura 79** illustra il circuito di principio di un rivelatore a diodo. Il funzionamento di questo tipo di circuito, quando un'onda portante modulata viene ad esso applicata, è illustrato alla **figura 80**. La tensione alternata a radio frequenza, applicata al circuito, è illustrata in tratto leggero; il tratto più nero rappresenta invece la tensione che si presenta all'uscita, ai

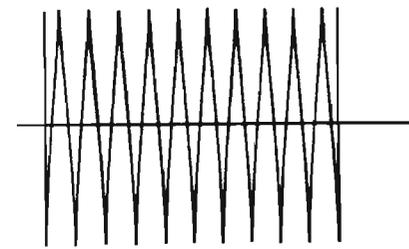
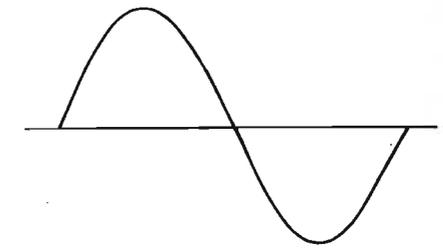
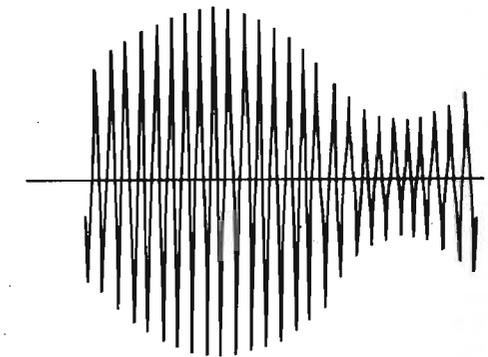



Fig. 78 - Una frequenza portante è in origine una tensione alternata avente un'ampiezza costante. Quando ad essa viene sovrapposta una corrente di modulazione — di frequenza inferiore — si ottiene una portante modulata in ampiezza.

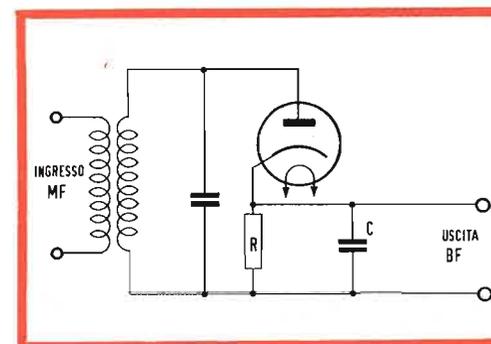



Fig. 79 - Nel circuito di rivelazione a diodo, quest'ultimo viene percorso da una certa corrente anodica solo quando la placca viene polarizzata dalle semionde positive del segnale applicato. Le semionde negative non determinano una corrente anodica, per cui vengono totalmente soppresse.

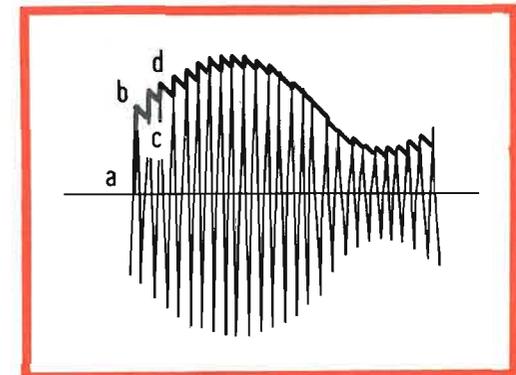



Fig. 80 - Illustrazione grafica di un tratto di portante modulata. Il bordo frastagliato, tracciato in neretto, rappresenta la vera e propria corrente di modulazione, recante ancora tracce dell'Alta Frequenza.

capi del condensatore C del circuito di figura 79.

Tra i punti **a** e **b**, durante il primo semiperiodo positivo della tensione a radio frequenza applicata, il condensatore C si carica fino ad assumere un potenziale pari al valore di picco della stessa tensione alternata a radio frequenza. Successivamente, mano a mano che il valore della tensione a radio frequenza applicata diminuisce rispetto al suo valore di picco, il condensatore mantiene sul catodo un potenziale più positivo di quello che risulta applicato alla placca.

Di conseguenza, l'effetto di questo condensatore consiste nell'interdire temporaneamente la corrente che scorre internamente al diodo.

Mentre la corrente del diodo è interdetta, il condensatore si scarica tra **b** e **c**, attraverso la resistenza di carico R applicata al diodo stesso (vedi figura 79).

Quando la tensione alternata a radio frequenza presente sulla placca aumenta fino ad assumere un valore sufficiente a superare il potenziale mantenuto sul catodo ad opera del condensatore, si ha di nuovo l'inizio di un passaggio di corrente, per cui il condensatore comincia ancora una volta a caricarsi, fino ad assumere il valore di picco del secondo semi-periodo positivo, in **d**. In tal modo, la tensione presente ai capi del condensatore segue l'andamento del valore di picco della tensione applicata a radio frequenza, e riproduce la forma d'onda del segnale di modulazione a frequenza acustica.

La citata figura 80 mette in evidenza il fatto che la tensione presente ai capi del condensatore ha un andamento piuttosto frastagliato. Tuttavia, questa irregolarità, che rappresenta la presenza di una componente a radio frequenza ai capi del condensatore, è stata volutamente esagerata. In pratica, la quantità di componente a radio frequenza presente nella tensione del segnale disponibile ai capi del condensatore, può essere considerata trascurabile. Per questo motivo, quando la tensione che si manifesta ai capi del condensatore viene ulteriormente amplificata, il segnale di uscita fornito dall'amplificatore riproduce esattamente i segnali di modulazione costituiti dal discorso o dal brano musicale percepito dai microfoni nella stazione trasmittente.

Il condensatore C deve avere una capacità sufficientemente elevata per livellare le variazioni a radio frequenza o a Media Frequenza, ma il suo valore non deve essere tuttavia elevato al punto tale da esercitare un effetto di attenuazione o comunque di alterazione nei confronti delle variazioni della forma d'onda che costituiscono il segnale utile.

Per ottenere la rivelazione a due semionde, è possibile collegare due diodi in un circuito del tutto simile a quello adottato per la rettificazione di due semi-onde. Tuttavia, in pratica, i vantaggi offerti da questo tipo di collegamento non sono — in linea di massima — tali da giustificare la complicazione che ne deriva agli effetti del circuito.

Il metodo di rilevazione a diodo consente di ottenere una distorsione inferiore a quella che si ottiene con gli altri metodi, e ciò in quanto la caratteristica dinamica di un diodo può essere resa maggiormente lineare di quella presentata dagli altri tipi di rivelatori.

Occorre però considerare che anche il rivelatore a diodo presenta alcuni inconvenienti, dovuti al fatto che il diodo — in se stesso — non è in grado di amplificare il segnale, e che esso assorbe corrente dal circuito di ingresso, per cui esercita un'azione che ne riduce la selettività.

Tuttavia, dal momento che il metodo di rivelazione a diodo consente di ottenere una minore distorsione, e che permette inoltre l'impiego di semplici circuiti per il controllo automatico di volume (C.A.V.) senza implicare la necessità di ricorrere ad una alimentazione supplementare di tensione, il rivelatore a diodo è il tipo di impiego più comune nei ricevitori usati per la ricezione delle emittenti commerciali.

La **figura 81** illustra il circuito tipico di un rivelatore a diodo, nel quale viene usata

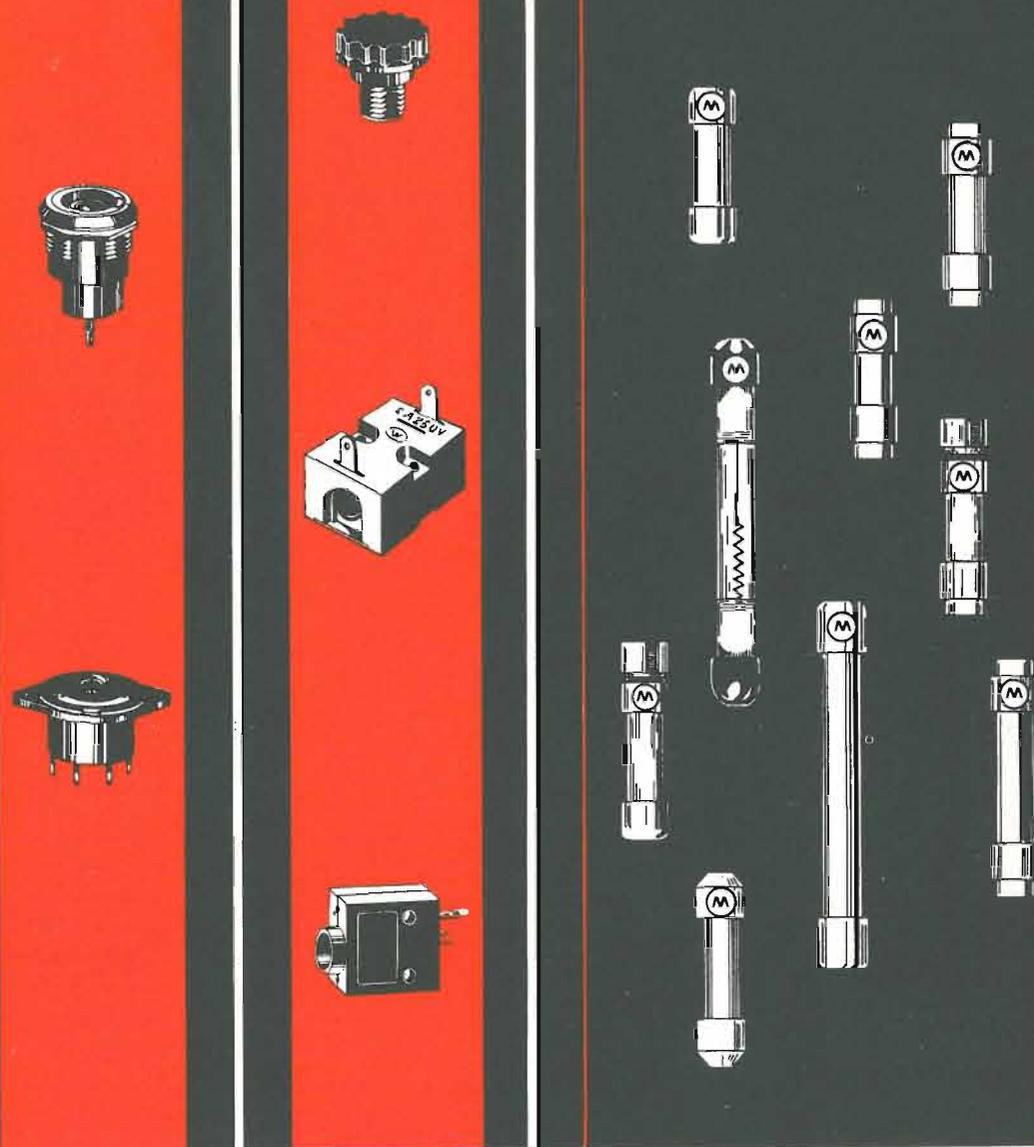
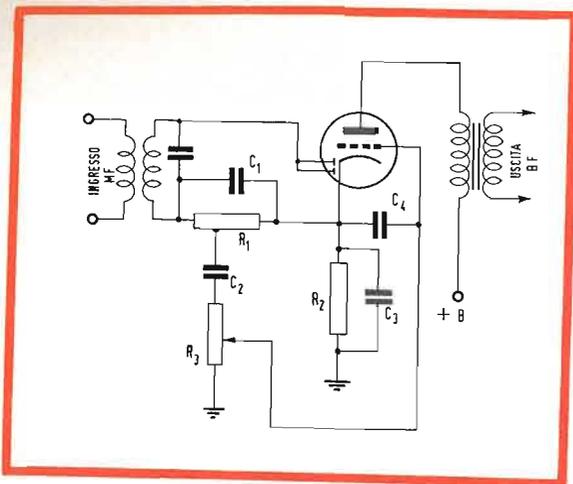



Fig. 81 - Esempio di circuito rivelatore a diodo, con valvola multipla. I due diodi contenuti nella valvola vengono collegati in modo da costituire un unico diodo. La corrente di modulazione, prelevata mediante la presa praticata sulla resistenza R1, viene dosata dal potenziometro R3 (controllo di volume), ed applicata alla griglia del triodo amplificatore a Bassa Frequenza. C4 sopprime l'Alta Frequenza residua.

una valvola del tipo doppio diodio-triodo.

Entrambi i diodi — come appare evidente nella figura — sono collegati insieme. La resistenza R1 costituisce il carico applicato al diodo. Una parte della tensione di segnale a frequenza acustica, che si sviluppa ai capi della suddetta resistenza, viene applicata alla griglia del triodo attraverso il potenziometro R3 che agisce da controllo di volume.

In questo tipo particolare di circuito, la resistenza R1 può essere munita di una presa intermedia, mediante la quale solo cinque sesti della tensione totale del segnale a frequenza acustica, presente ai capi di R1, risultano applicati al controllo di volume. Questo collegamento con presa intermedia provoca una leggera riduzione della tensione di uscita fornita dal rivelatore, ma diminuisce anche la distorsione dei segnali a frequenza acustica, e migliora le possibilità di filtraggio agli effetti della radio frequenza residua.

La tensione di polarizzazione a corrente continua per la sezione triodo della valvola viene fornita dalla resistenza di polarizzazione catodica R2, e dal condensatore di filtro della frequenza acustica C3. La funzione del condensatore C2 consiste nel bloccare la componente di polarizzazione del catodo a corrente continua rispetto alla griglia. Il compito del condensatore C4 consiste invece nel filtrare, convogliandola al catodo, la tensione residua a radio frequenza, eventualmente presente sulla griglia.

In un circuito di questo tipo, è possibile anche usare una valvola del tipo doppio-diodo pentodo. Con un pentodo, è necessario che il segnale di uscita venga accoppiato agli stadi successivi mediante un sistema a resistenza e capacità, anziché a trasformatore.

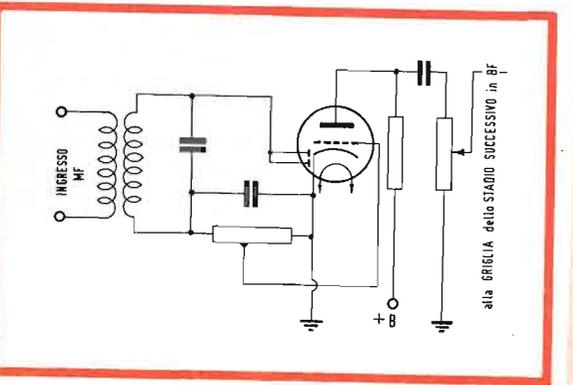



Fig. 82 - Esempio di stadio rivelatore-amplificatore a Bassa Frequenza, costituito da un triodo-doppio diodo. In questo caso, la griglia del triodo risulta collegata direttamente alla resistenza di carico dello stadio rivelatore costituito dal diodo. Il controllo di volume risulta invece applicato oltre il condensatore che preleva il segnale di modulazione dalla placca del triodo.

Un altro tipo di circuito rivelatore a diodo, detto « con polarizzazione a diodo », è illustrato alla **figura 82.** In questo circuito, la griglia del triodo è collegata direttamente ad una presa intermedia applicata sulla resistenza di carico del diodo. Quando una tensione di segnale a radio frequenza viene applicata al diodo, la tensione continua che si presenta in corrispondenza della presa intermedia fornisce la tensione di polarizzazione alla griglia del triodo.

Quando il segnale a radio frequenza è modulato, la tensione del segnale a frequenza acustica presente in corrispondenza della presa stessa risulta applicata alla griglia del triodo, e da questo amplificata.

Il vantaggio che il circuito di figura 82 presenta rispetto al circuito ad auto-polarizzazione illustrato alla figura 81 consiste nel fatto che nel primo non figura una capacità tra la griglia e la resistenza di carico del diodo. Di conseguenza, con questo sistema risulta inferiore la distorsione di un segnale caratterizzato da una percentuale di modulazione assai elevata.

Tuttavia, esistono delle restrizioni nei confronti dell'impiego di un circuito rivelatore con polarizzazione a diodo. Dal momento che la tensione di polarizzazione di griglia applicata al triodo dipende dall'ampiezza media della tensione a radio frequenza applicata al diodo, l'ampiezza media della tensione applicata al diodo deve essere costante per qualsiasi valore di intensità del segnale presente sull'antenna. In caso contrario, si otterrebbero sulla griglia del triodo diversi valori di polarizzazione col variare dell'intensità del segnale ricevuto dall'antenna, per cui il triodo sarebbe sede di distorsione.

Dal momento che il circuito del triodo polarizzato dal diodo non comporta alcuna polarizzazione esterna, in assenza di segnale a radio frequenza, nel circuito di placca del triodo deve essere presente un valore di resistenza sufficiente a limitare entro un valore di sicurezza l'intensità della corrente anodica corrispondente alla mancanza di polarizzazione di griglia.

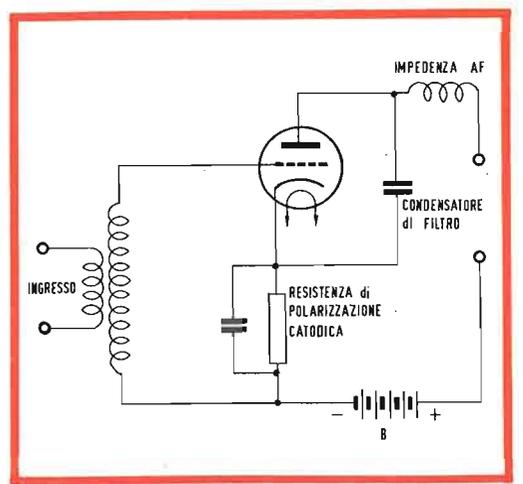



Fig. 83 - Circuito di rivelazione a triodo, funzionante sul sistema della polarizzazione negativa. La corrente anodica scorre soltanto quando la griglia del triodo (che assume la funzione di placca di un diodo) viene polarizzata positivamente dalle semionde del segnale da rivelare. Sulla placca, i segnali rivelati sono presenti già con una certa amplificazione.

In pratica, queste restrizioni significano che il ricevitore deve essere munito di un canale separato per provvedere al controllo automatico di volume. Quando si dispone di un circuito separato di controllo automatico di volume, l'ampiezza media della tensione di segnale applicata al diodo può essere mantenuta entro limiti molto prossimi tra loro, per qualsiasi intensità del segnale ricevuto dall'antenna.

La valvola usata nel circuito a diodo polarizzato deve essere del tipo adatto a funzionare con valori abbastanza elevati della tensione di polarizzazione. In tal caso, le variazioni della tensione di polarizzazione vengono a costituire una percentuale assai ridotta della polarizzazione totale, per cui producono una distorsione minima.

La **figura 83** illustra un circuito rivelatore del tipo a polarizzazione di griglia.

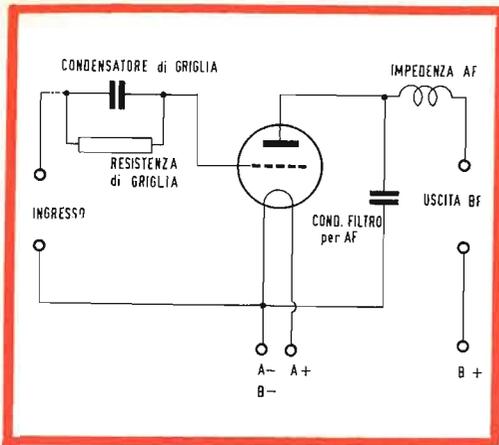



Fig. 84 - Circuito rivelatore a triodo funzionante sul sistema detto a « falla di griglia ». La corrente di modulazione sviluppa un segnale a Bassa Frequenza ai capi della resistenza di griglia. Sulla placca del triodo i segnali sono presenti amplificati. L'impedenza ed il condensatore di filtro servono per sopprimere l'Alta Frequenza residua.

In questo circuito, la griglia è polarizzata con una tensione negativa prossima a quella di interdizione, vale a dire che viene fatta funzionare in modo tale che l'intensità della corrente anodica risulti praticamente pari a zero in assenza di segnale di ingresso.

La suddetta tensione di polarizzazione può essere ottenuta sia mediante una resistenza catodica di valore opportuno, sia mediante un'apposita batteria collegata nel circuito di griglia, sia ancora mediante una sorgente di polarizzazione derivata da una presa sul circuito di alimentazione anodica.

A causa del valore elevato della polarizzazione negativa, la valvola è in grado di amplificare esclusivamente i semi-periodi positivi del segnale entrante a radio frequenza. Ne deriva che il segnale risulta rivelato nel circuito di placca.

I pregi di questo metodo di rivelazione consistono nel fatto che esso consente una certa amplificazione del segnale, oltre all'effetto di rivelazione, e che esso non assorbe corrente dal circuito di ingresso, per cui non compromette la selettività di quest'ultimo.

Il metodo di rivelazione per resistenza e capacità di griglia, detto anche « a falla di griglia », illustrato alla **figura 84**, è lievemente più sensibile del metodo per polarizzazione di griglia, e fornisce i risultati più soddisfacenti nei confronti di segnali assai deboli.

In questo circuito, non si ha alcun potenziale negativo di polarizzazione applicato alla griglia. Per questo motivo, solamente durante i semi-periodi **positivi** del segnale entrante a radio frequenza, si ha un passaggio di corrente nel circuito compreso tra la griglia ed il catodo. Di conseguenza, questi due elettrodi assumono il medesimo comportamento di un rivelatore a diodo, nel quale la resistenza svolge il ruolo della resistenza di carico del diodo (la cui placca è costituita dalla griglia stessa) mentre il condensatore di griglia agisce da filtro nei confronti del segnale a radio frequenza presente sulla griglia.

In tal caso, la tensione di segnale che si presenta ai capi di questo condensatore riproduce esattamente la modulazione a frequenza acustica, nel medesimo modo al quale abbiamo accennato durante l'analisi del funzionamento del rivelatore a diodo. Questa tensione si presenta tra la griglia ed il catodo, e viene quindi amplificata dalla valvola, dopo di che risulta disponibile amplificata nel circuito di placca. Il segnale ivi presente riproduce fedelmente il segnale originale a frequenza acustica.

In questo circuito rivelatore, l'impiego di una resistenza di griglia di valore elevato determina un aumento sia della selettività, sia della sensibilità. Tuttavia, è possibile ottenere un miglioramento del responso e della stabilità, adottando valori inferiori per la resistenza di griglia.

Questo tipo di circuito rivelatore effettua contemporaneamente una certa amplificazione del segnale rivelato, ma assorbe una sia pur minima intensità di corrente dal circuito di ingresso, per cui ne diminuisce la selettività.

La Sede Centrale della G.B.C. Italiana comunica di avere installato una telescrivente.

Gli abbonati al telex potranno comunicare con questo numero di chiamata

32453 GBCITAL

I non abbonati potranno indirizzare i telegrammi come segue

TLX 32453 GIBICITALIANA CINISELLO

ed in tal modo i dispacci perverranno direttamente alla Sede, con notevole guadagno di tempo rispetto al recapito tradizionale per fattorino.

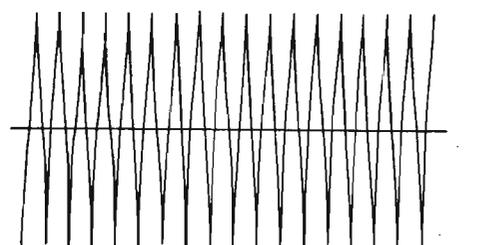
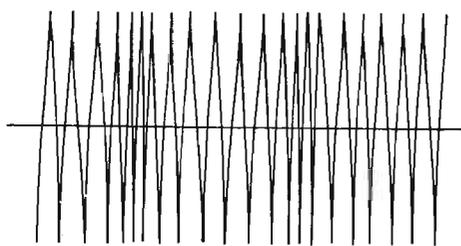
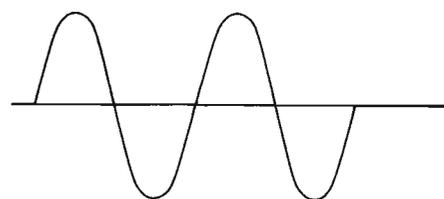



Fig. 85 - Illustrazione grafica del principio della modulazione di frequenza. L'ampiezza della portante resta sostanzialmente costante, mentre la sua frequenza varia conformemente alla modulazione.

La rivelazione a modulazione di frequenza

La **figura 85** illustra l'effetto della modulazione di frequenza su di un segnale a radio frequenza. In questo tipo di trasmissione, il valore della frequenza dell'onda portante varia rispetto ad un valore medio, con una differenza in più o in meno determinata internamente al trasmettitore, e proporzionale all'ampiezza del segnale di modulazione a frequenza acustica.

Per questo tipo di modulazione, il rivelatore ha il compito di discriminare le variazioni di frequenza che si verificano al di sopra e al di sotto della frequenza media o centrale della portante, e di tradurre le suddette variazioni in una tensione, la cui ampiezza varia seguendo l'andamento delle frequenze acustiche. Dal momento che le variazioni di frequenza si verificano anch'esse con una frequenza acustica, il processo di rivelazione è — in sostanza — un processo di demodulazione, ed il grado della variazione di frequenza determina l'ampiezza della tensione del segnale demodulato risultante.

L'espressione più semplice di un circuito per trasformare delle variazioni di frequenza in variazioni di ampiezza consiste in un circuito sintonizzato in modo tale che la frequenza portante centrale venga a trovarsi su di un tratto inclinato della sua curva caratteristica di risonanza, come ad esempio nel caso illustrato alla **figura 86**, nel quale essa corrisponde al punto **A**.

A causa della modulazione, la frequenza della portante varia tra i valori rappresentati dai punti **B** e **C**, e la tensione che si sviluppa ai capi del circuito varia in modo conforme all'andamento del segnale di modulazione.

Per fare in modo che questo sistema non provochi alcuna forma di distorsione, la variazione di frequenza deve essere limitata a quella parte del tratto inclinato della curva che risulta perfettamente diritta. Inoltre, dal momento che questa parte è assai breve, è intuitivo che la tensione prodotta è di valore basso.

A causa di queste limitazioni, questo metodo di rivelazione non viene usato normalmente, benché sia utile considerarlo agli effetti didattici, allo scopo di illustrare il principio sul quale si basa il rivelatore di segnali a modulazione di frequenza.

I difetti del principio or ora considerati vengono eliminati mediante l'impiego di un circuito funzionante in controfase, denominato « circuito discriminatore », come quello illustrato alla **figura 87**.

Fig. 86 - La caratteristica di rivelazione di una portante a modulazione di frequenza si risolve nel funzionamento lungo il tratto rettilineo della curva. Il centro del tratto rettilineo corrisponde alla frequenza centrale della gamma passante della portante modulata.

A causa delle relazioni di fase che esistono tra l'avvolgimento primario e ciascuna metà dell'avvolgimento secondario del trasformatore di ingresso (ciascuna metà del secondario risulta collegato in serie al primario attraverso la capacità C2), la tensione a radio frequenza applicata ai diodi diventa ineguale mano a mano che il segnale di ingresso si sposta in frequenza rispetto alla frequenza di risonanza, in ciascuna delle due direzioni, ossia in aumento o in diminuzione.

Oltre a ciò, dal momento che la variazione di frequenza si verifica in modo conforme alle frequenze di modulazione (determinate in fase di modulazione a Bassa Frequenza della portante), la tensione che si sviluppa ai capi delle resistenze di ca-

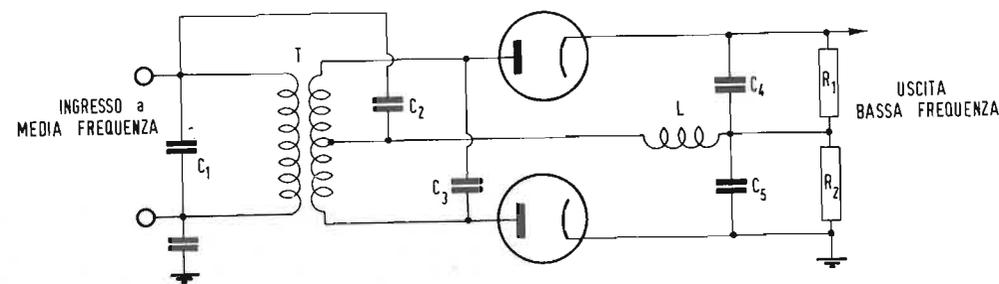



Fig. 87 - Circuito di rivelazione a discriminatore, costituito da due diodi. Le tensioni ai capi di R1 e di R2 si elidono a vicenda in assenza di modulazione, e si sommano in presenza di modulazione del segnale applicato all'ingresso del trasformatore di Media Frequenza.

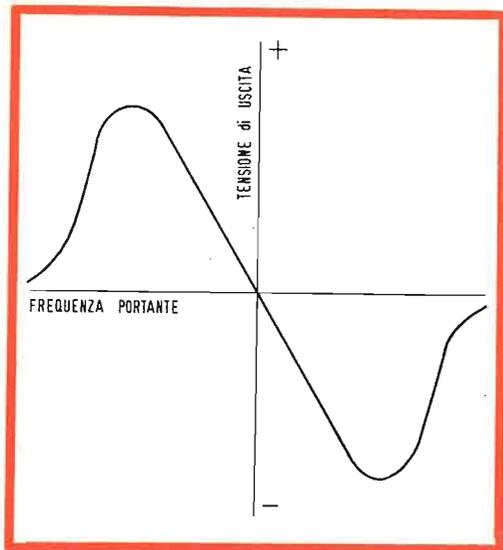



Fig. 88 - Curva tipica denotante il funzionamento di un rivelatore per modulazione di frequenza. La tensione è uscita è massima quando la frequenza della portante si discosta del massimo valore rispetto al valore che essa presenta in assenza di modulazione.

rico dei diodi, **R1** ed **R2**, collegate in serie tra loro, varia col variare delle frequenze acustiche. La suddetta tensione di uscita presenta perciò un valore di ampiezza che dipende dalla differenza tra le ampiezze delle tensioni che si sviluppano ai capi delle resistenze **R1** ed **R2**.

Queste tensioni sono eguali tra loro ma di polarità opposta, quando il segnale entrante a radio frequenza non è modulato, per cui esse si eliminano a vicenda per reciproca neutralizzazione, col risultato che la tensione di uscita è pari a zero. Quando invece la portante del segnale di ingresso è modulata, la tensione di uscita subisce delle variazioni, così come risulta evidente osservando la **figura 88**.

Dal momento che questo tipo di rivelatore per modulazione di frequenza è sensibile alle variazioni di ampiezza della portante a radio frequenza, si ricorre solitamente all'impiego di uno stadio limitatore, allo scopo di eliminare tali variazioni di ampiezza dalla portante (si veda quanto detto in proposito nel paragrafo « Limitatori ».

Un altro tipo di rivelatore per modulazione di frequenza è quello che assume il nome di **rivelatore a rapporto**. Questo tipo di rivelatore, a differenza di quello considerato precedentemente, che funziona in base al verificarsi di differenze di tensione, risponde esclusivamente alle variazioni del rapporto che sussiste tra le tensioni presenti ai capi di due due diodi, e risulta perciò insensibile alle variazioni che si verificano nelle differenze tra le tensioni dovute alla modulazione di ampiezza della frequenza portante.

La **figura 89** illustra il circuito di principio del rivelatore a rapporto. Il carico di placca della valvola amplificatrice finale a Media Frequenza è costituito dal circuito risonante in parallelo che consiste nella capacità **C1** e nel primario del trasformatore **T**. La sintonia e l'accoppiamento di questo trasformatore sono praticamente identici a quelli del circuito precedentemente esaminato, per cui le tensioni a radio frequenza applicate ai diodi dipendono dall'ammontare delle deviazioni di frequenza in entrambi i sensi, rispetto alla frequenza centrale di risonanza. A questo punto, la analogia tra i due circuiti rivelatori cessa.

Il **diodo 1**, la resistenza **R2**, e il **diodo 2** completano un circuito in serie alimentato dal secondario del trasformatore **T**. I due diodi sono collegati in serie tra loro, per cui conducono corrente durante il medesimo semi-periodo del ciclo alternato a radio frequenza.

La corrente rettificata che scorre attraverso la resistenza **R2** provoca la presenza di una tensione negativa sulla placca del **diodo 1**. Inoltre, dal momento che la capacità **C6** è di valore relativamente elevato, questa tensione negativa che si presenta sulla placca del **diodo 1** resta di valore costante anche con le frequenze acustiche più basse da riprodurre.

La tensione rettificata presente ai capi del condensatore **C3** è proporzionale all'ampiezza della tensione che si manifesta ai capi del **diodo 1**, e la tensione rettificata

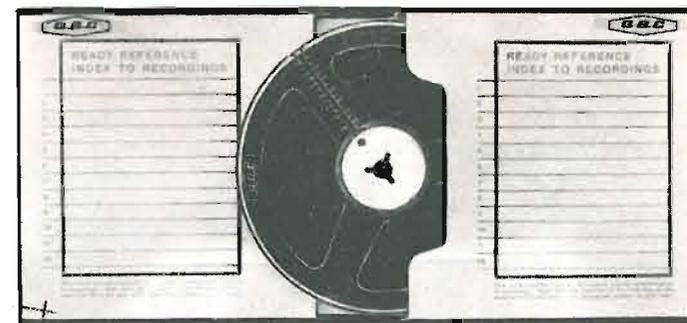
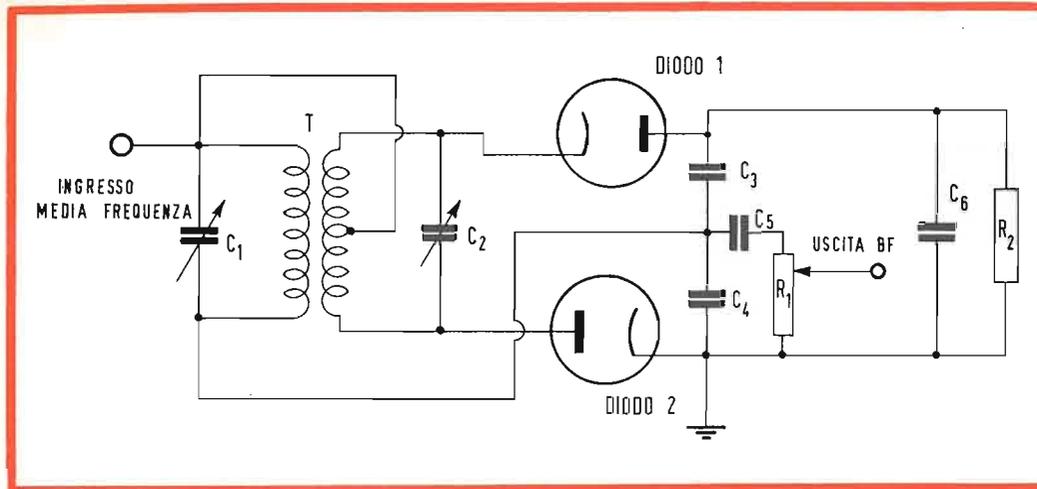



Fig. 89 - Aspetto tipico del circuito di un rivelatore a rapporto, per modulazione di frequenza. Il segnale di Bassa Frequenza è presente ai capi di C3 e C4, e viene dosato ad opera del potenziometro R1.

che si presenta ai capi del condensatore **C4** è proporzionale alla tensione che si manifesta ai capi del **diodo 2**.

Dal momento che le tensioni presenti ai capi dei due diodi differiscono tra loro conformemente alla frequenza istantanea della portante, le tensioni che si presentano ai capi dei condensatori **C3** e **C4** differiscono tra loro in modo proporzionale, in quanto la tensione presente ai capi di **C3** è caratterizzata dall'ampiezza maggiore tra le due, con frequenze della portante inferiori al valore medio, ed è invece caratterizzata dall'ampiezza minore per valori di frequenza superiori alla media.

Le suddette tensioni presenti ai capi di **C3** e di **C4** sono additive, e la loro somma è determinata dalla tensione costante che si presenta ai capi del condensatore **C6**. Di conseguenza, mentre il rapporto tra queste due tensioni varia in base all'andamento della modulazione a frequenza acustica, la loro somma resta invece sempre costante.

La tensione presente ai capi del condensatore **C4** varia conformemente all'andamento di una modulazione a frequenza acustica quando al rivelatore a rapporto viene applicata una portante radio modulata in frequenza. Questa tensione a frequenza acustica viene quindi separata e convogliata all'amplificatore di Bassa Frequenza.

CONCLUSIONE

Ciò che si è detto in questo capitolo è valso a stabilire come sia possibile impiegare una valvola per modificare le caratteristiche di una tensione, e per separare i suoni udibili da una corrente ad Alta Frequenza.

Per concludere l'argomento, non ci resta che esaminare i dispositivi adatti ai controlli di ampiezza dei segnali amplificati (controlli automatici di volume e di frequenza), che verranno esaminati prossimamente, e l'impiego delle valvole per la produzione di segnali.

Termineremo infine la serie di articoli con alcune considerazioni a carattere pratico.

a cura di Piero Soati

La necessità di rendere il più scorrevole possibile questa rubrica, evitando lunghe esposizioni relative ad uno stesso argomento che sono più proprie dei manuali, c'impongono di prendere in esame problemi molto diversi fra loro se pur sempre legati strettamente alle attività elettroniche. In questo numero tratteremo infatti un argomento che se apparentemente sembra scostarsi dai fini imposti alla rubrica, in effetti è molto sentito dai tecnici e dai dilettanti, che non sempre di esso hanno idee ben chiare. Ci riferiamo agli apparecchi destinati alla radiogoniometria turistica, i quali, con l'evolversi del turismo nautico, vedono giorno per giorno crescere la loro diffusione dopo che sul mercato sono comparsi gli apparecchi a transistori muniti di antenna a ferrite avente, grosso modo, proprietà direttive simili a quelle delle antenne a telaio.

Se l'eventuale riparazione di tali apparecchi, la cui antenna a ferrite è studiata in modo particolare, non presenta differenza alcuna rispetto ai comuni radioricevitori, è necessario invece che il tecnico sia in grado di saper illustrare il loro funzionamento a chi dovrà usarli: queste note hanno esclusivamente tale compito.

Inutile dire che detti ricevitori ben poco hanno in comune con i moderni apparecchi moderni destinati alla radiogoniometria, il cui uso è riservato a personale specializzato. Comunque essi, se usati con criterio possono essere alquanto utili nel turismo nautico.

La radiogoniometria

Per **radiogoniometria** s'intende quella parte della radiotecnica che studia i sistemi che consentono di determinare la direzione e, successivamente, l'ubicazione di una radio-trasmittente. Una radio emittente genera un campo elettrico le cui linee di forza si spostano alternativamente dall'alto al basso e che inducono in un'antenna ricevente, delle correnti oscillanti identiche a quelle irradiate ed un campo magnetico le cui linee di forza si spostano, alternativamente da destra a sinistra, e viceversa, e che, a loro volta, inducono in un telaio, o quadro, ricevente delle oscillazioni identiche a quella di partenza.

Quest'ultima particolarità infatti di un telaio ricevente avente il piano parallelo alle linee di forza che costituiscono il campo magnetico, gli intersecherà un numero trascurabile di linee ed in queste condizioni la ricezione dei segnali sarà nulla o per lo meno molto debole; disponendo invece il telaio in posizione perpendicolare alle linee di forza, cioè in direzione della stazione, il numero delle linee inter-

secate sarà molto maggiore e si avrà una ricezione massima dei segnali (figura 1).

Da quanto abbiamo esposto risulta evidente come un telaio consenta di individuare il piano nel quale si trova una stazione radio ma non dia la possibilità di conoscerne la direzione esatta dato che i massimi di ricezione sono due (e così pure i minimi), rispettivamente a 180° l'uno dall'altro. Tale incertezza viene eliminata nei radiogoniometri accoppiando ai circuiti del telaio una piccola antenna ausiliare verticale; sintonizzando sulla stessa stazione tanto i circuiti del telaio quanto quelli dell'antenna, quest'ultima sarà percorsa da una corrente che avrà sempre la stessa direzione, essendo generata dal campo elettrico, mentre nel telaio la corrente circolerà in un dato senso se esso è orientato verso la stazione ed in senso contrario qualora venga fatto ruotare di 180°. È evidente perciò, che in una delle due posizioni le correnti di antenna e di telaio avranno lo stesso senso e perciò si sommeranno dando luogo ad un massimo della ricezione, mentre nell'altra posizione, avendo senso contrario, si annulleranno o comunque la loro intensità subirà una netta diminuzione. Di conseguenza, inserendo l'antenna in circuito, si noterà una sola posizione di massimo che corrisponderà alla direzione della stazione (cioè al **senso**, come si dice comunemente). In linea di massima il rilevamento esatto dovrà essere eseguito con l'antenna esclusa che si inserirà successivamente per stabilire la direzione.

Naturalmente è inutile stabilire la direzione nel caso in cui il rilevamento venga effettuato su due o più stazioni perché, come vedremo, essa in tal caso viene determinata direttamente sulla carta nautica, dovendosi tracciare le rette relative i vari rilevamenti.

Uso del radiogoniometro

I radiogoniometri destinati al naviglio da turismo debbono essere installati a bordo in modo tale che l'asse 0°-180° dell'apparato, corrisponda all'asse prua-poppa. Dopo aver provveduto a tale sistemazione, è opportuno controllare gli eventuali errori dovuti all'influenza delle masse metalliche circostanti l'antenna e i telai, i quali variano in funzione della frequenza. Questo controllo verrà eseguito mettendo successivamente la prua in direzione delle antenne di alcune stazioni che trasmettano su frequenze diverse e confrontando il rilevamento ottico con quello radio: il massimo, oppure il minimo (l'indice in tal caso è stato ruotato volutamente dal costruttore di 90°) dovrà corrispondere allo 0° del rilevamento ottico. Differenze poco importanti potranno essere trascurate ma se invece si noteranno più gradi di spostamento fra i due rilevamenti, ottico e radio, sarà opportuno prendere nota del valore trovato, per ogni frequenza, il quale dovrà essere aggiunto o sottratto, a secondo che l'errore sia in più od in meno, ai rilevamenti che verranno effettuati durante la navigazione su frequenze prossime a quelle controllate. Tali controlli sarà bene eseguirli sulle stazioni di radiodiffusione più

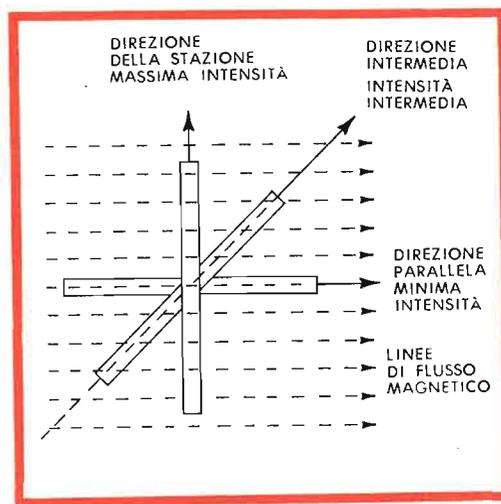



Fig. 1 - Ricezione delle onde elettromagnetiche con antenna a telaio.

vicine alla costa, sui radiofari ad onda lunga e sulle stazioni radiotelefoniche costiere, delle quali eventualmente possiamo fornire i relativi dati caratteristici.

Naturalmente i radiogoniometri destinati al naviglio turistico non consentono di ottenere prestazioni simili a quelle che si possono ottenere con gli apparati installati a bordo delle navi, però chi ne è in possesso, se avrà cura di esercitarsi durante la normale navigazione, imparando a conoscerli e ad adoperarli, potrà ottenere da essi ottimi servizi in caso di nebbia o di cattiva visibilità.

Il sistema migliore di usare questo tipo di radiogoniometro è quello di individuare la stazione sulla quale si desidera dirigersi cercando il minimo del segnale che corrisponde alla direzione vera, (dopo aver fatto uso dell'antenna per conoscere il senso a meno che si sia certi di non commettere un errore di 180°) e tenendo la rotta dell'imbarcazione in modo che i segnali si mantengano sempre al minimo dell'intensità. È opportuno tenere presente che via via che ci si avvicinerà alla stazione l'intensità dei segnali aumenterà e di conseguenza anche l'ampiezza del valore minimo avrà tendenza ad aumentare.

L'angolo ottenuto con il radiogoniometro corrisponde al rilevamento polare della stazione contato da 0° a 360° in senso orario: ad esso è necessario applicare la correzione dovuta alle deviazioni, alle quali si è accennato più sopra, in modo da ottenere il rilevamento polare (**Ril. p**) corretto. Dopo tale operazione occorre aggiungere al **Ril. p** la prora virerà all'istante del rilevamento.

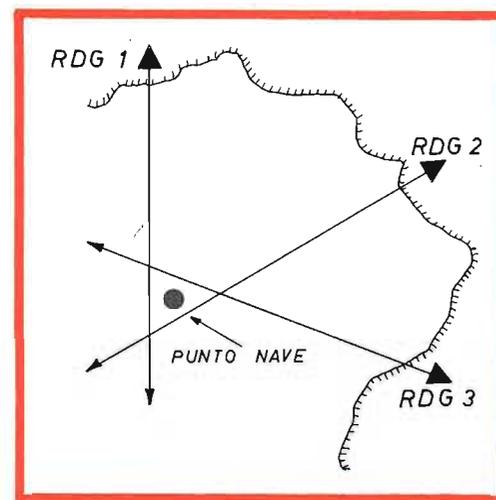



Fig. 2 - Esempio di rilevamento radiogoniometrico da parte di tre stazioni.

Volendo si può usare il radiogoniometro per conoscere grossolanamente il punto nave, sempre per brevi distanze dal trasmettitore, dato che per distanze notevoli occorre seguire un procedimento analitico piuttosto complicato che può essere effettuato esclusivamente da chi abbia seguito studi sulla navigazione. A tale scopo è necessario procedere al rilevamento di due o tre stazioni: riportando i **rilevamenti veri** sulla carta: il punto di incrocio delle diverse rotte corrisponderà approssimativamente al **punto nave** (figura 2).

Ammettiamo, ad esempio e come è indicato in figura 3, che una nave da diporto, che proceda con rotta 270° nel Golfo di Genova, desideri conoscere la propria posizione. Essa effettuerà un rilevamento della stazione radiofonica di **Genova-Granarolo (1034 kHz)** che risulterà ad esempio di **92°**: ammesso che su tale frequenza, in sede di taratura, si sia riscontrato un errore di + **2°**, al valore **Ril. p** si sottrarrà detto valore per cui: **92° — 2° = 90°**. Il **rilevamento vero** si otterrà sommando al **Ril. p** la rotta della nave, perciò:

Ril. p = 270° + 90° = 360° (cioè **0°**).

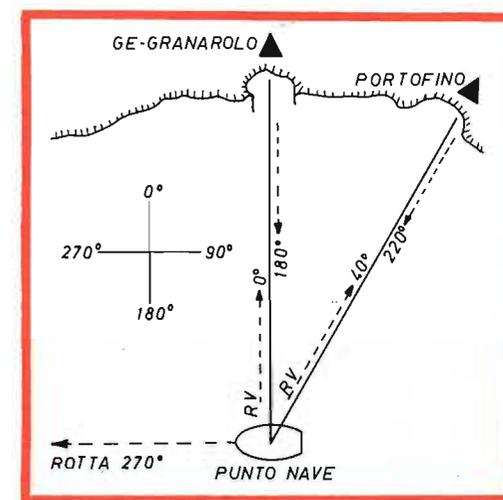



Fig. 3 - Punto nave con radiogoniometro e rilevamento di due stazioni.

Il rilevamento della nave rispetto alla stazione sarà evidentemente invertito di **180°** e perciò **0° + 180° = 180°**. Sulla carta nautica si traccerà una retta, partendo dalla posizione delle antenne di Genova-Granarolo, per **180°**.

Successivamente la nave, mantenendo la rotta **270°**, eseguirà il rilevamento della stazione radiofonica di **Genova-Portofino**, che trasmette sulla frequenza di **1331 kHz**. Ammettendo che in sede di taratura su

detta frequenza non sia sia riscontrato alcun errore e che il rilevamento polare sia di **130°**, avremo che

Ril. v = 270° + 130° — 360° = 40°.

Rispetto a Portofino la nave si troverà a **40°** più **180°** cioè **220°**. Sulla carta si traccerà una retta per 220° a partire dal Capo di Portofino.

Il punto d'incrocio delle due rette corrisponderà alla posizione della nave all'atto del rilevamento. Precisiamo che in questo caso la rotta della nave durante il secondo rilevamento avrebbe potuto essere del tutto diversa da quella seguita durante il primo: in tal caso sarebbe stato sufficiente aggiungere al **Ril. p** il valore della nuova rotta. Naturalmente i dati ottenuti saranno più precisi se i rilevamenti verranno effettuati su tre stazioni.

In casi particolari, ma con precisione notevolmente minore, dato che entrano in campo ulteriori fattori che sono la causa di notevoli errori, teoricamente è possibile eseguire il calcolo approssimativo del punto nave rilevando due, o più volte, una stessa stazione. Il secondo rilevamento dovrà essere effettuato dopo un certo periodo di tempo, rispetto al primo rilevamento, durante il quale **la rotta dovrà essere mantenuta la più rettilinea possibile e non dovrà mai essere mutata**. Inoltre è indispensabile conoscere con la massima precisione la lunghezza del percorso effettuato dalla nave durante il periodo di tempo che è intercorso fra i due rilevamenti.

Fig. 4 - Punto nave con radiogoniometro a due rilevamenti della stessa stazione.

Prendiamo il caso della figura 4 nel quale, per facilitare l'esposizione, non si tiene conto di eventuali errori di taratura. Una nave con rotta **45°** rileva la stazione « **A** » per **Ril. p 270°** a cui corrisponde un **Ril. v = 270° + 45° = 315°**. Il rilevamento invertito stazione-nave, differisce come abbiamo visto di **180°** perciò sarà di **135°** e di conseguenza tracceremo sulla carta una retta partendo dal punto « **A** » per **135°**. Dopo un certo periodo di tempo la nave, che nel frattempo avrà mantenuto rotta costante per **45°** ed avrà percorso ad esempio, **8 miglia**, ripeterà il rilevamento stesso ottenendo un **Ril. p** di **225°** corrispondente ad un

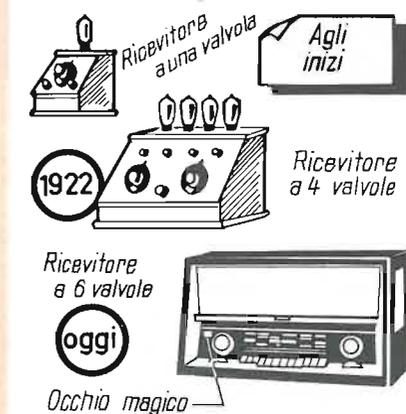
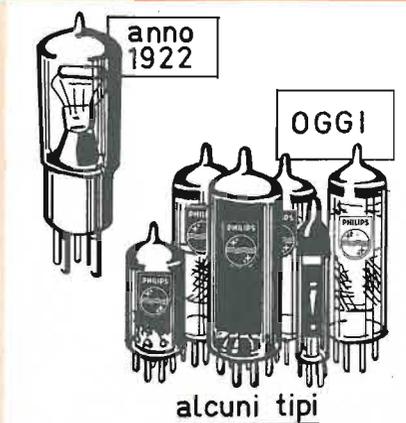
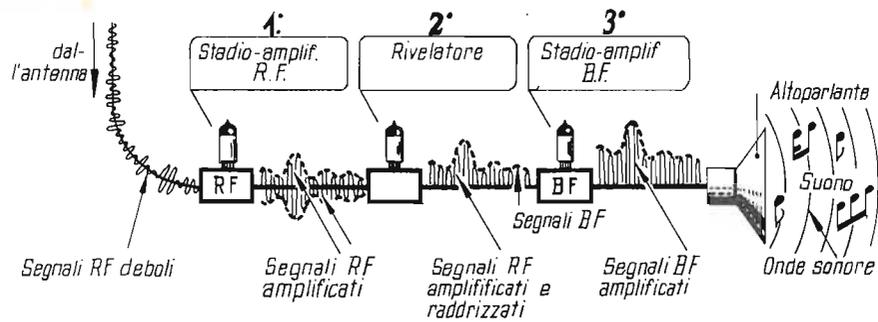
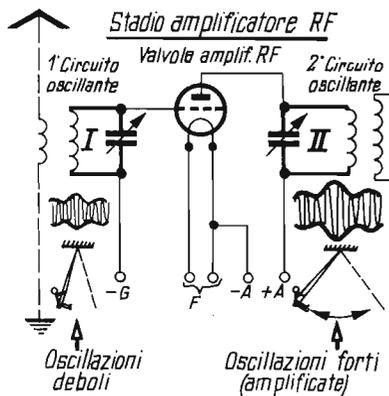
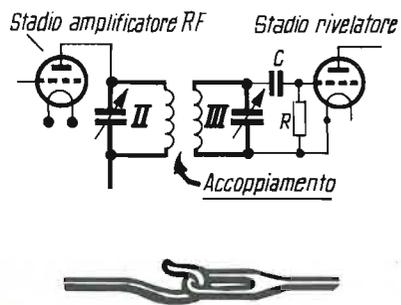
Ril. v = 225° + 45° = 270°,

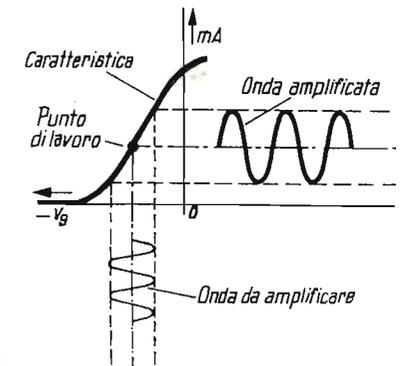
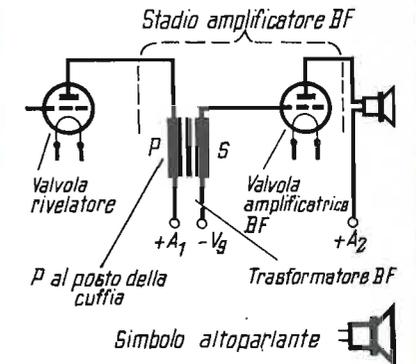
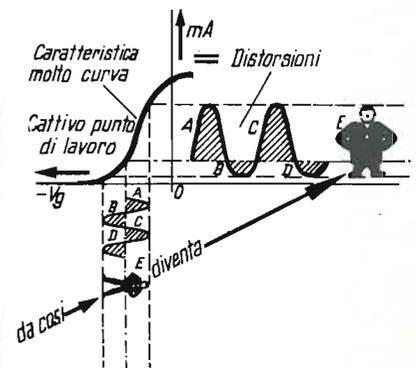
che invertito di **180°** è uguale a **90°**. Sulla carta nautica si traccerà un'altra retta, partendo sempre da « **A** » per **90°**; si aprirà quindi un compasso con apertura tale che sulla scala della carta dovrà corrispondere al percorso effettuato dalla nave durante i due rilevamenti, nel nostro caso 8 miglia: portando il compasso con tale apertura sui due rilevamenti tracciati vi sarà **una sola posizione parallela alla rotta seguita (che dovrà essere tracciata sulla carta) per cui il compasso stesso toccherà entrambe le rette relative ai rilevamenti**.

Anziché di un compasso si potrà fare uso di un righello con suddivisione in centimetri e millimetri che sarà fatto scorrere sulla carta parallelamente alla rotta seguita, dopo aver segnato su di esso il tratto che corrisponde alla distanza percorsa dalla nave, i cui estremi dovranno coincidere con le rette. Il primo estremo indicherà la posizione della nave all'atto del primo rilevamento, il secondo estremo quella all'atto del secondo rilevamento.

Come abbiamo precisato tale soluzione è soggetta a sensibili errori dato che l'esattezza della posizione trovata dipende, oltre che dalla precisione dei rilevamenti, dalla possibilità di calcolare con la massima accuratezza il percorso effettuato e dalla rotta seguita la quale può subire modifiche ad opera del vento e delle correnti.

l'elettronica ILLUSTRATA

Né il ricevitore a galena né quello ad una valvola potevano, a lungo andare, soddisfare le esigenze del radio ascoltatore. La portata di questi ricevitori era infatti limitata e l'ascolto con la cuffia era poco comodo.

Le valvole elettroniche potevano offrire altre possibilità. A poco a poco esse vennero impiegate per eseguire le varie funzioni di un ricevitore. Nei primi apparecchi esse erano sistemate all'esterno; attualmente l'unica valvola situata in parte all'esterno del ricevitore è l'occhio magico.

Compito principale di una valvola oltre al raddrizzamento è quello dell'amplificazione. La valvola infatti è chiamata ad amplificare non solo i deboli segnali provenienti dall'antenna (segnali di radio frequenza) ma anche quelli di bassa frequenza provenienti dal rivelatore. In un primo tempo un unico tipo di valvola adempiva tutte queste funzioni. Attualmente per ogni funzione esiste un tipo particolare di valvola.

Se ora all'apparecchio descritto in precedenza aggiungiamo altre due valvole avremo fatto un decisivo passo avanti nella ricezione dei segnali radio. La prima valvola avrà il compito di amplificare i segnali provenienti dall'antenna in modo da offrire alla valvola rivelatrice un segnale di livello più elevato. La terza valvola avrà il compito di fornire all'altoparlante un segnale più forte.

Occupiamoci innanzitutto dello stadio amplificatore del segnale di radiofrequenza. Alla griglia della valvola impiegata in questo stadio viene applicata l'energia di radiofrequenza captata dall'antenna mediante un circuito risonante. Nel circuito anodico si trova un altro circuito oscillante dove le oscillazioni del segnale applicato in griglia risultano notevolmente amplificate.

Da questo circuito oscillante il segnale amplificato viene portato alla valvola rivelatrice mediante un terzo circuito oscillante accoppiato al secondo.

All'uscita della valvola rivelatrice il segnale di bassa frequenza viene amplificato da un primo stadio di amplificazione. Il segnale amplificato da questo stadio viene portato alla griglia della valvola finale tramite un trasformatore che sostituisce in realtà la vecchia cuffia. La corrente amplificata dall'ultima valvola viene fatta circolare nella bobina mobile dell'altoparlante la membrana del quale provvederà a trasformare con il suo movimento gli impulsi di corrente in spostamenti di aria e quindi in suoni.

Più elevata è la pendenza della curva caratteristica di griglia della valvola e maggiore sarà l'amplificazione che la valvola saprà fornire. In questa figura si vede chiaramente come le variazioni di tensione alla griglia controllo si trasformino in variazioni più spiccate della corrente anodica della valvola stessa.

Una condizione essenziale perché la corrente anodica sia una perfetta « riproduzione » della variazione di tensione applicata in griglia è che la variazione in più o in meno della tensione di griglia avvenga in un punto della caratteristica abbastanza rettilineo. Quando ciò non si verifica l'onda non viene più amplificata simmetricamente ma una semionda verrà amplificata più dell'altra. Ciò è dovuto alla curvatura della curva caratteristica. Il segnale in questo caso risulterà fortemente distorto.

In questa illustrazione è riportata una curva caratteristica di griglia di una valvola molto nota. È stata tracciata per una tensione anodica di 250 V. La tensione negativa di griglia va da 0 a — 17,5 V.

È riportato lo schema elettrico del ricevitore descritto. Attualmente non si trovano più siffatti ricevitori anche perché il triodo raramente viene impiegato per l'amplificazione di segnali di radiofrequenza. Questo ricevitore impiegato circa 30 anni fa ci è comunque servito per comprendere le funzioni essenziali che deve compiere qualsiasi radioricevitore.

(Da « Valvo Briefe »)

RASSEGNA DELLE RIVISTE ESTERE

a cura di L. Biancoli

I « THYRISTORI » ED I RELATIVI CIRCUITI DI CONTROLLO

(Da « Electronique Industrielle »)

Alla sua apparizione nel campo dei semiconduttori, il thyristore al silicio è riuscito a sostituirsi, in numerose applicazioni, al classico thyratron a gas, un tempo usato — tra l'altro — per la produzione di oscillazioni a dente di sega.

A causa delle sue possibilità di impiego, e grazie al suo ingombro ridotto ed alla sua notevolissima durata, esso ha acquistato nell'elettronica un'importanza superiore a quella di molti altri dispositivi di impiego assai più comune.

Le sue vaste possibilità di impiego vengono esaminate brevemente nell'articolo che qui recensiamo, partendo dalle caratteristiche di smorzamento. Successivamente vengono esaminati i diversi modi di innesco.

L'articolo, redatto in cinque pagine della rivista, è abbondantemente illustrato, e può costituire la base di partenza per chi desideri approfondire la sua conoscenza di questo moderno dispositivo.

RIVELATORE DI FUGHE DI GAS A TERMISTORE

(Da « Electrical Design News »)

Esistono varie branche dell'industria, nelle quali è spesso indispensabile installare — in determinati ambienti — un dispositivo che segnali in tempo la presenza nell'atmosfera respirabile di una eventuale quantità di gas combustibile, al fine di evitare una esplosione a seguito dell'accensione di una fiamma, o di una scintilla.

L'autore dell'articolo propone a tale scopo un'apparecchiatura, il cui elemento sensibile è costituito da un ponte convenzionale, nel quale due bracci di un lato sono due comuni resistenze, mentre gli altri

Schema di principio del rivelatore di fughe di gas. L'elemento sensibile è costituito da due termistori, collegati in un circuito a ponte bilanciato.

due consistono in due elementi termosensibili.

L'apparecchiatura, di cui riportiamo il circuito, serve — oltre che come indicatore della presenza di gas — anche per effettuare misure quantitative, sempre che lo strumento venga tarato opportunamente: il funzionamento si basa sul principio della variazione di conduttività termica da parte dell'aria, col variare della natura dei gas che ne fanno parte.

Dei due elementi termosensibili, quello di sinistra agisce come elemento di rivelazione, mentre quello di destra agisce come elemento di riferimento, con possibilità di bilanciamento del ponte ad opera del potenziometro di azzeramento.

Il quadrato nero rappresenta i circuiti di allarme, facenti capo — tramite un « jack » — alla cuffia di controllo. L'amplificatore preleva il segnale dovuto allo sbilanciamento del ponte a seguito di una variazione della composizione dell'aria, e lo elabora per trasformarlo in segnale di allarme. Lo strumento — che agisce come voltmetro con varie portate per la messa a punto — consente anche l'esecuzione di misure quantitative.

GENERATORI DI IMPULSI A 100 MHz A GRANDE RAPPORTO CICLICO

(Da « Electronics »)

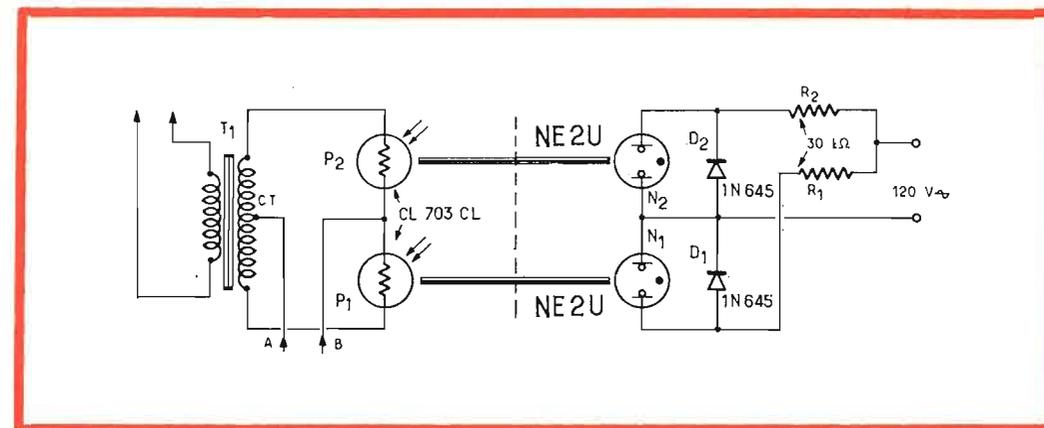
La maggior parte dei generatori di impulsi disponibili in commercio, e funzionanti con un valore elevato di frequenza, presentano un rapporto ciclico, vale a dire un rapporto tra la durata degli impulsi e la durata dell'intervallo che li separa, che non supera di solito il 5%.

Nell'articolo descritto — invece — viene proposta la realizzazione di un circuito che consente di ottenere un rapporto assai prossimo al 50%, grazie all'impiego — nel circuito di entrata — di due diodi a breve tempo di ricupero.

Gli impulsi prodotti sono di forma pressoché rettangolare, con possibilità di regolarne la durata (variando in tal modo la lunghezza dell'intervallo tra un impulso e l'altro) mediante la variazione della tensione di polarizzazione applicata alla base dell'unico transistore utilizzato.

UN « CHOPPER » A FOTORESISTENZA

(Da « Electronics »)

In numerose applicazioni, l'impiego di « chopper » funzionante con un elemento

Le foto-resistenze, P1 e P2 vengono fatte funzionare con l'eccitazione da parte di due lampade al neon dalle quali ricevono la luce tramite due convogliatori ottici tubolari in plastica rigida trasparente.

fotosensibile consente di eliminare i difetti che si riscontrano con i « chopper » di tipo meccanico, e ciò per un motivo assai semplice, dovuto al fatto che — con l'impiego di elementi fotosensibili — si eliminano i contatti metallici, e tutte le conseguenze derivanti dalla loro presenza nel circuito.

La grande utilità di questo tipo di dispositivo si rivela allorché si presenta la necessità di interrompere dei segnali aventi un livello di ampiezza assai ridotto, come nel caso dei registratori potenziometrici ad elevata sensibilità.

L'articolo descrive il circuito ed il funzionamento di un dispositivo di controllo funzionante con due elementi fotosensibili del tipo CL 703 CL, eccitati mediante due lampade al neon tramite due convogliatori di luce in materiale plastico trasparente.

Grazie all'impiego di due diodi rettificatori collegati nel circuito facente capo alla rete, le due lampade suddette si accendono alternativamente e solo una alla volta, durante ciascun semiperiodo della tensione alternata di alimentazione.

Nel circuito dei due elementi foto-sensibili è presente un trasformatore, al cui secondario è disponibile il segnale di uscita, come si osserva nello schema qui riprodotto.

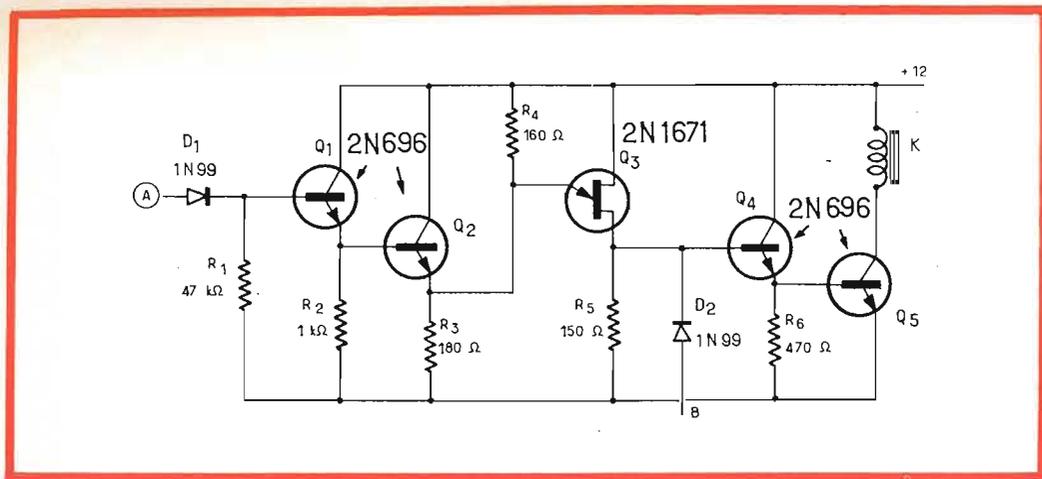
DISECCITATORE A TRANSISTORI A GIUNZIONE SINGOLA

(Da « Electronics »)

Il circuito che pubblichiamo è stato tratto dall'articolo di cui sopra, ed illustra lo schema elettrico di un dispositivo che permette di comandare i due stati di eccitazione o di riposo di un relé, utilizzando un gioco di impulsi di breve durata.

Il funzionamento può essere riassunto come segue: se si applica nel punto A un impulso positivo, avente un'ampiezza di 12 volt, e la durata approssimativa di 100 microsecondi, i due transistori di ingresso, Q1 e Q2 diventano lievemente conduttori, per cui una certa differenza di potenziale si presenta ai capi della resistenza R3. Questa differenza di potenziale provvede a togliere dallo stato di interdizione il transistore Q3, del tipo a giunzione singola.

A sua volta, il passaggio di Q3 allo stato di conduzione rende conduttore il transistore Q4, con la conseguenza che Q5 passa in stato di saturazione.

Ciò comporta infine l'eccitazione del relé K, il quale rimane eccitato fino al momento in cui al punto B del circuito, vale a dire in serie al diodo facente capo alla base di Q4, viene applicato un impulso

Schema di principio del dispositivo che permette di comandare i due stati di un relé, mediante un gioco di impulsi di breve durata.

avente polarità e forma d'onda identiche a quelle dell'impulso applicato inizialmente al punto A.

Un dispositivo di questo tipo trova vaste possibilità di impiego nelle apparecchiature elettroniche di controllo.

NOZIONI FONDAMENTALI DI COLORIMETRIA

(Da « Télévision »)

Il centro di formazione professionale dell'O.R.T.F. diffonde regolarmente in Francia diverse serie di corsi per l'aggiornamento dei tecnici. Uno di tali corsi, e precisamente quello relativo alle nozioni di colorimetria, che ha un notevole parallelismo con alcuni problemi relativi alla televisione a colori, viene pubblicato sulla rivista citata.

Nell'articolo, che fa parte di una serie, l'argomento ha inizio con la teoria di decomposizione della luce mediante un prisma di cristallo, seguita immediatamente dall'esposizione delle esperienze fondamentali, quali l'equalizzazione, la legge dell'addizione cromatica, ecc.

L'Autore si dilunga dettagliatamente anche sulle funzioni fisiologiche di percezione della luce, in rapporto anche alle caratteristiche fisiche dei mezzi attraverso i quali la luce si propaga.

La definizione del bianco, e lo studio delle percentuali cromatiche della sua composizione vengono infine considerati sia dal punto di vista strettamente fisico, che da quello riferito alla televisione a colori.

TERMOELETTRICITÀ ED APPLICAZIONI TERMOELETTRICHE

(Da « Industrial Electronics »)

I dispositivi basati sullo sfruttamento dei principi della termoelettricità stanno assumendo un'importanza progressivamente maggiore in vari campi dell'industria, ad esempio per la refrigerazione, per il condizionamento dell'aria, per le apparecchiature di misura, e per molte altre applicazioni.

Per questo motivo riteniamo utile richiamare l'attenzione dei lettori su questo interessante articolo che — in sette pagine di testo ricche di illustrazioni e di grafici — espone i principi teorici e pratici della termoelettricità.

Dalle caratteristiche intrinseche del telluriuro di bismuto, l'articolo passa ad esaminare la natura dei fenomeni che ne governano la sensibilità nei confronti delle variazioni di temperatura, per poi addentrarsi nella vera e propria tecnica di impiego.

A sinistra, aspetto della camera di riferimento Frigistor a termocoppia. A destra, refrigeratore termoelettrico a tre stadi per rivelatori di raggi infrarossi.

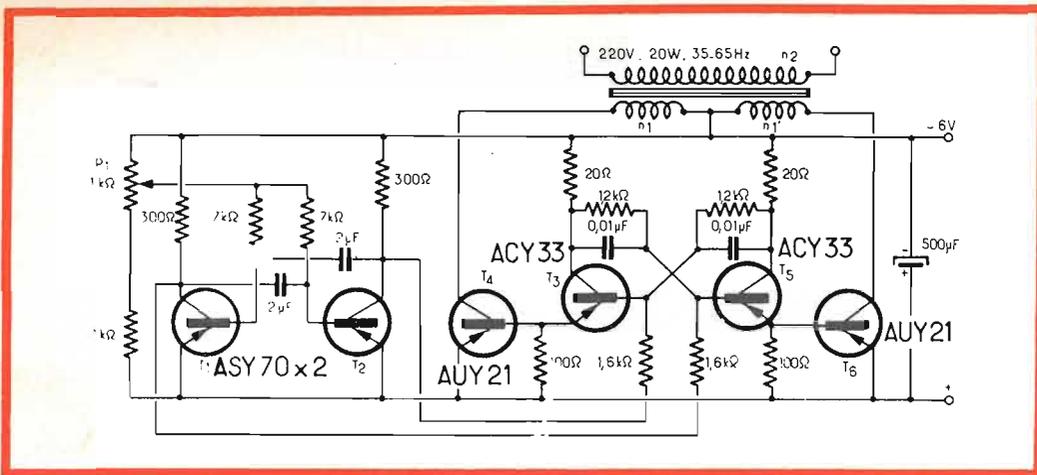
Dopo una prima dissertazione teorica, vengono forniti alcuni grafici che esprimono il comportamento degli elementi termo-sensibili a termocoppia. Infine, a conclusione dell'argomento, vengono descritte alcune pratiche applicazioni, come ad esempio la camera di riferimento a termocoppia ed il refrigeratore termoelettrico a tre stadi per rivelatori di raggi infrarossi, qui illustrati.

I dati forniti sono assai utili per coloro che compiono ricerche in questo campo.

CONVERTITORI DI TENSIONE

(Da « Radio Constructeur »)

Il problema di alimentare un'apparecchiatura elettronica in corrente alternata, disponendo di una sorgente di tensione continua di basso valore (generalmente una batteria di accumulatori), è sempre di attualità ai fini dell'applicazione pratica di apparecchiature portatili, siano esse ricevitori o rice-trasmettitori, impianti di amplificazione, o strumenti di misura.

La vecchia soluzione di trasformare una corrente continua in corrente alternata mediante l'impiego di vibratori elettromeccanici è da tempo superata, in quanto — con l'impiego dei semiconduttori — si è riusciti ad ottenere un rendimento, una

durata, una autonomia ed una sicurezza di funzionamento assai superiori.

L'articolo che recensiamo, pubblicato in due riprese, esamina l'argomento da un punto di vista teorico-pratico.

Il circuito che qui riproduciamo — a titolo di esempio — si presta per trasformare una tensione continua di 6 volt prelevata naturalmente da un accumulatore, in una tensione alternata di 220 volt, con una potenza massima di 20 watt, e con una frequenza compresa tra 35 e 65 Hz.

Come si può osservare, vengono impiegati sei transistori, tutti del tipo «p-n-p».

Il circuito riportato nella seconda figura — invece — è un convertitore sinusoidale con regolazione della tensione di uscita, che ammonta a 220 volt c.a. partendo da una sorgente di 24 volt c.c.

L'argomento è stato svolto con lodevole serietà di intenti, e fornisce dati sufficienti a chi ha una certa esperienza per aggiornarsi anche sulla tecnica di progetto di circuiti del genere.

TELE-GIUNGLA

« Dammi retta: è meglio non lavarsi le mani in questo Paese . . . ».

BIMBI TV

« Ti voglio tanto bene, mammina . . . quasi quanto a Yogi e Bubu! . . . ».

« Mi - ingrassa 4 chili ogni settimana . . . Se penso che si chiama Luna Calante! ».

« Finiscila con le tue solite insinuazioni! Sono molto interessato a una perturbazione Atlantica proveniente da Ovest con ciclo di basse pressioni . . . Ecco tutto! . . . ».

i lettori ci scrivono ....

In considerazione dell'elevato numero di quesiti che ci pervengono, le relative risposte, per lettera o pubblicate in questa rubrica ad insindacabile giudizio della redazione, saranno date secondo l'ordine di arrivo delle richieste stesse.

Sollecitazioni o motivazioni d'urgenza non possono essere prese in considerazione.

Le domande avanzate dovranno essere accompagnate dall'importo di lire 2.000 anche in francobolli a copertura delle spese postali o di ricerca, parte delle quali saranno tenute a disposizione del richiedente in caso non ci sia possibile dare una risposta soddisfacente.

a cura di P. Soati

Sig. **MAZZA A.** - Siracusa

Preparazione universitaria sui transistor

Per la preparazione a carattere universitario nel campo dei transistor Le consiglio senz'altro il volume di VITTORIO BANFI - ELETTRONICA DEL TRANSISTORE *edito dalla Tirrenia di Torino il cui costo è di lire* 4.800. *I primi due capitoli trattano i concetti generali sulla fisica dei semiconduttori, sulla teoria delle giunzioni e l'effetto del transistor. Il terzo capitolo comprende l'analisi delle caratteristiche tensione-corrente del transistor, il quarto introduce il circuito equivalente per segnali deboli a bassa frequenza e conseguentemente le proprietà dei tre montaggi fondamentali: emettitore comune, base comune, collettore comune. Il capitolo successivo descrive diffusamente le reti di polarizzazione di uno stadio amplificatore alfine di ottenere la stabilità del punto di lavoro mentre nel sesto sono esaminati i circuiti fondamentali con transistor impiegati come amplificatori di audio frequenza.*

L'argomento che Le interessa è trattato in modo ampio nel settimo capitolo nel quale è esaminato il funzionamento del transistor in alta frequenza. Sono studiati i vari modelli interpretativi dei fenomeni fisici inerenti che conducono alla costituzione dei vari circuiti equivalenti. Al tempo stesso viene esaminata l'evoluzione dei vari metodi tecnologici di fabbricazione del transistor miranti a sempre maggiori prestazioni nel campo delle alte frequenze.

Nei capitoli successivi è preso in considerazione il transistor come interruttore nei circuiti relativi alle macchine calcolatrici elettroniche, e l'analisi dei circuiti base degli amplificatori lineari in radio frequenza, come amplificatori video e infine come oscillatori.

In calce al volume una ricca bibliografia di opere nazionali ed estere consente di avere la risposta alla parte terminale del Suo quesito.

Un altro manuale veramente completo sull'argomento è quello di FABIO GHERSEL - TRANSITORI ED APPLICAZIONI - *edizioni IL ROSTRO, lire 11.000.*

Per quanto concerne il tuner della PHILIPS ed il relativo calcolo la prego di voler richiedere alla stessa società, in via 4 Novembre 3, Milano il volume TRANSISTOR, teoria ed applicazioni, specificando il motivo della richiesta.

Sig. **PAGANI N.** - Milano

Ricezione emittenti svizzere

Abbiamo più volte precisato come nell'Italia del Nord l'intensità dei segnali delle emittenti televisive svizzere sia molto differente anche per zone molto vicine fra loro. Ciò dipende dal fatto che generalmente si tratta di ricezione oltre l'orizzonte ottico ragione per cui la disposizione del campo em, risulta tutt'altro che uniforme per motivi che non ci è possibile esaminare in questa rubrica.

Tenuto presente che l'intensità dei segnali generalmente, come si nota per l'appunto nel suo caso, è maggiore per l'audio che per il video in primo luogo sarebbe buono accordare l'antenna, anziché per il centro banda, come si usa normalmente, per la banda del video, in secondo luogo è necessario installare l'antenna nel punto in cui il campo elettromagnetico risulta più intenso cosa che si può fare esclusivamente mediante l'ausilio di un misuratore dell'intensità relativa di campo. L'uso di un preamplificatore di antenna consente di ottenere risultati migliori.

Per larghezza di banda del canale televisivo s'intende appunto la larghezza di banda che contiene tanto il canale video quanto il canale audio (ad esempio nel canale H essa deve essere considerata, in Italia, 209 - 216 MHz, con portante video a 210,25 MHz e portante audio a 215,75 MHz).

Sig. **MACCIONI A.** - Pistoia

Rice-trasmettitore. Transistori usati nell'amplificatori da 25 W (n. 2/1966)

Nella rivista abbiamo descritto più volte dei rice-trasmettitori adatti a funzionare sulla gamma dei 27 MHz, d'altra parte precisiamo ancora una volta che ci è impossibile pubblicare schemi di apparecchiature da realizzare con il materiale in possesso dei richiedenti.

Infatti la nostra rubrica si avvale prevalentemente di schemi realizzati a suo tempo, nel laboratorio della rivista o della G.B.C. e di schemi tratti da altre riviste o da pubblicazioni industriali, di conseguenza simili richieste possono essere evase esclusivamente nel caso che una data apparecchiatura sia stata realizzata con materiale identico a quello richiesto.

Comunque tenga presente che nella rubrica I lettori ci scrivono saranno pubblicati alcuni schemi relativi al tipo di apparecchio che Le interessa.

Per quanto concerne l'amplificatore da 25 W pubblicato sul n. 2/1966 di SELEZIONE RADIO TV, per una dimenticanza non sono state indicate le sigle dei transistor usati che sono le seguenti: 2N2148 per il primo transistor e 2N2147 per i transistor finali.

Sig. **GRADI V.** - Arezzo

ROBUK RG 30

La modifica del registratore ROBUK RG 30 è poco consigliabile essendo difficilmente attuabile a causa di difficoltà circuitali e meccaniche, comunque, se il nostro laboratorio riuscirà a superare tale difficoltà, non mancheremo di pubblicare al riguardo un esauriente articolo sulla rivista.

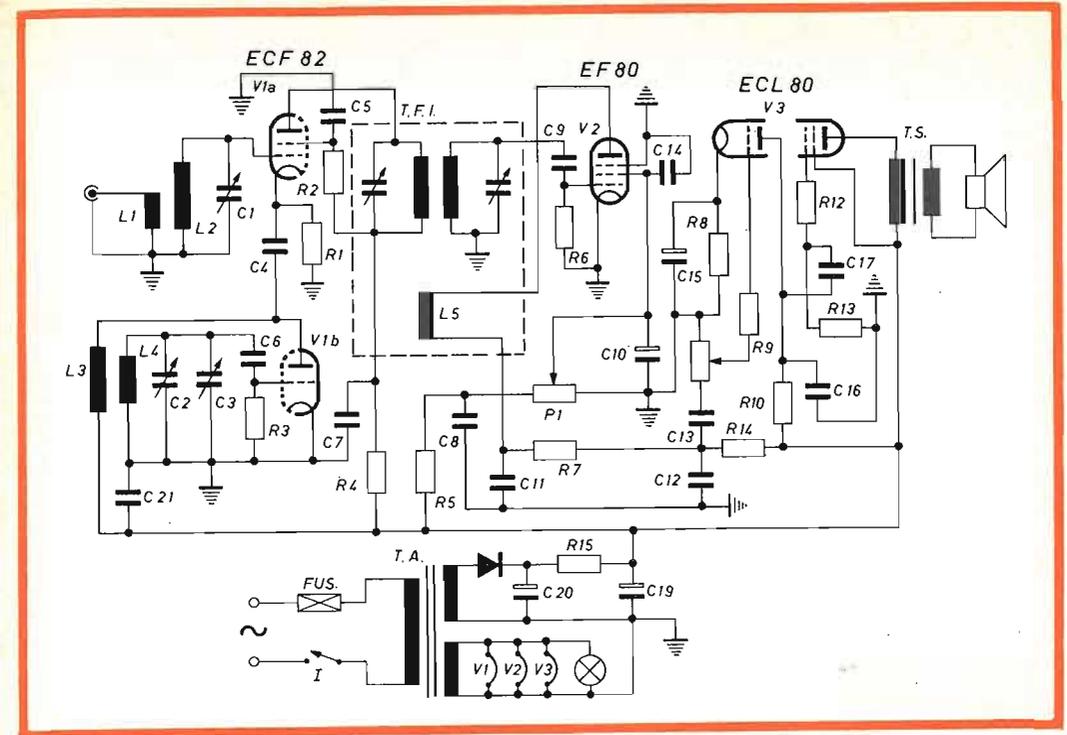
Per quanto concerne l'eventuale sostituzione delle testine di registrazione e di cancellazione dell'apparecchio in Suo possesso, può rivolgersi direttamente alla sede centrale della G.B.C., specificando il materiale che Le occorre, la quale provvederà per la immediata spedizione contro assegno, unitamente ai dati richiesti.

Sig. **PISANI A.** - Napoli

Schema di apparecchio ricevente FM/AM

L'apparecchio radioricevente al quale fa riferimento ha subito un ulteriore aggiornamento in modo da renderlo più adeguato alle esigenze attuali: esso infatti è stato modificato nell'apparecchio SM/3368, la cui descrizione è stata effettuata sul numero 1-2/1962 di SELEZIONE RADIO TV, e che consente la ricezione

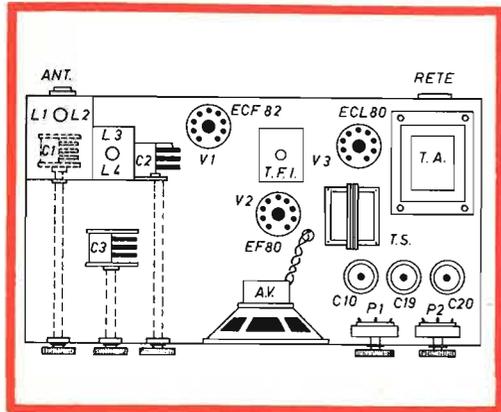
delle stazioni ad onda media, ad onda corta e FM.

Il relativo materiale, tutt'ora reperibile presso le sedi G.B.C., compreso il gruppo sintonizzatore a tastiera (n. G.B.C. - 0/463) può essere richiesto direttamente alla sede centrale della G.B.C. mentre il numero arretrato della rivista presso la nostra amministrazione inviando il relativo importo.

Sig. **LANTERI C.** - Imperia

Ricevitore per Onde corte

In fig. 1 è visibile lo schema di un interessante ricevitore a tre valvole adatto alla ricezione delle gamme radiantistiche da 3,5 a 34 MHz, e che può essere usato vantaggiosamente, nel suo caso, per la ricezione dei 27 MHz. La valvola V1 (ECF 82) funge da oscillatrice-mescolatrice la V2 (EF 80) come amplificatrice di media frequenza e rivelatrice a reazione e la V3 (ECL 80) come preamplificatrice e amplificatrice finale. La frequenza intermedia ha il valore di 1600 kHz.

Le bobine L1 e L2 (e così pure L3 e L4) sono del tipo intercambiabile e sono avvolte sopra un supporto avente il diametro di 14 mm ed uno zoccolo del tipo Noval. L1 e L2 saranno custodite da uno schermo: misura questa che sarà presa anche per L3 e L4. L'avvolgimento sarà costituito da filo smaltato da 30/100 a spire unite. L1 e L3 saranno avvolte nella parte inferiore del supporto mentre l'inizio dell'avvolgimento di L2 e L4 sarà effettuato partendo dalla parte superiore. La distanza fra i due avvolgimenti dovrà essere di circa 3 millimetri. L'avvolgimento L5, che serve per l'oscillatore di battimento, è costituito da 8 spire di filo da 3/10 avvolte sopra il tubo nel quale si trova il secondario del trasformatore di media frequenza. Per provare il battimento occorre portare al massimo P2 e regolare P1. Quando questo è regolato al minimo il rumore di fondo deve essere normale men-

tre successivamente si deve incontrare una posizione nella quale è udibile un toc. *Misurando la tensione di griglia schermo della* V2 *si deve riscontrare una tensione di 25 o 30 V. Qualora si noti un valore minore occorre allontanare leggermente le spire di* L5 *dal secondario FI. Se al contrario sono necessari* 40 *o* 50 *V, per avere l'oscillazione occorre aumentare l'accoppiamento o il numero di spire di* L5. *Per controllare invece il funzionamento dell'oscillatore locale* (L3-L4) *relativo alla valvola* ECF 82 *(sezione triodo) occorre misurare la tensione di griglia al punto di giunzione fra* C6 *e* R3: *essa dovrà essere leggermente negativa, in caso contrario si dovrà provvedere ad invertire l'avvolgimento di* L3.

Per la messa a punto, partendo dalla gamma dei 7 MHz si porterà C3 *a fondo scala. Si agirà su* C2 *completando la sintonia tramite* C1, *quando si sentirà una stazione. Agendo su* P1 *si noterà un aumento della intensità della ricezione fino a raggiungere il massimo, dopo di che si tornerà leggermente indietro.* C1 *dovrà essere regolato ogni qualvolta si cambia stazione. Per calibrare la scala si usa un generatore sui 7 MHz (e relative armoniche). Con il condensatore* C3 *a fondo scala si sintonizza* C2 *fino ad udire la frequenza di* 7000 *kHz e completando la sintonia agendo su* C1. *Dopo di che, manovrando* C3 *(band spread) si dovranno udire tutte le emittenti della banda 7 MHz. L'identico procedimento dovrà essere seguito per le altre bande. Evidentemente, usando il ricevitore per un'unica banda, le bobine possono essere del tipo fisso, adatte alla gamma che interessa ricevere.*

Bobine:

Banda (MHz)	L1	L2	L3	L4	Banda coperta per C11-C12 (MHz)
3,5	10	40	8	28	3 - 7
7	7	18	5	19	5,5-13
14	4	9	3	9	11 -24
21	2 ½	6	3	9	15 -34
28	2 ½	6	3	9	15 -34

Componenti:

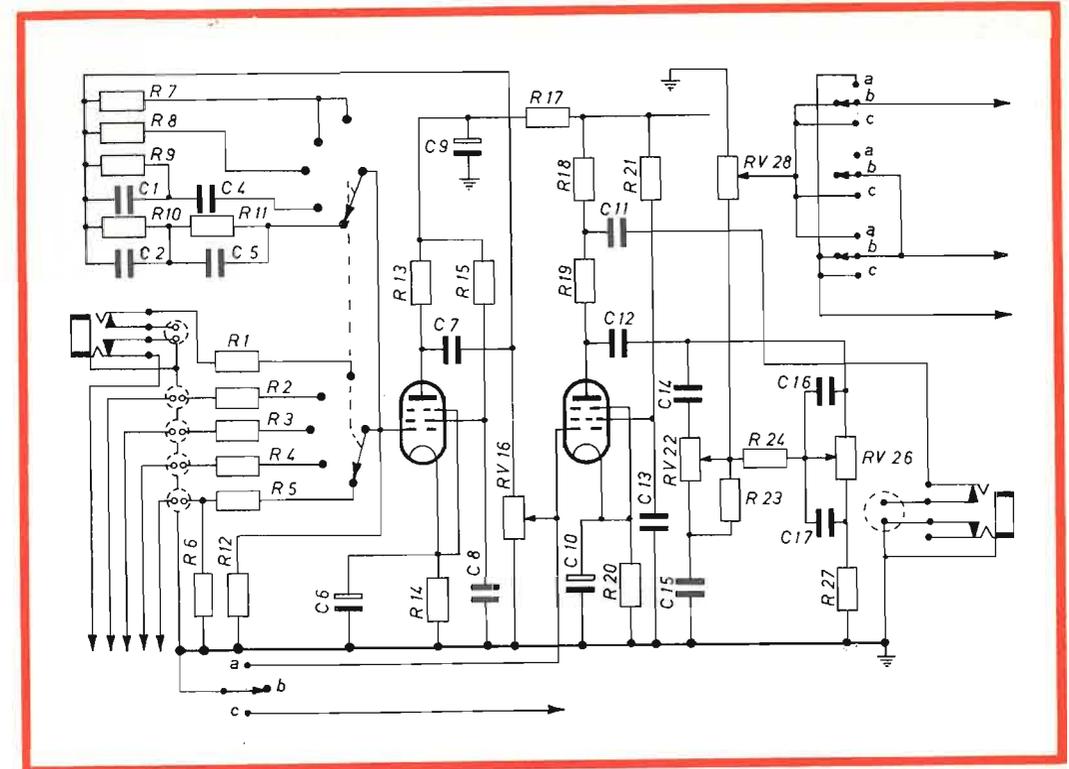
Chassis metallico 29 × 14,5 × 6,5; C1 = C2 = C3 = 100 pF *variabili;* C4 = C12 = 1 kpF; C5 = C7 = = C8 = C13 = C14 = C17 = 0,01 μF; C6 = C9 = 100 pF; C10 = 16 μF *elettrolitico;* C11 = 2 kpF; C15 = = 25 μF, 25 V *elettrolitico;* C16 = = 500 pF; C19 = C20 = 32 μF, 350 V *elettrolitici;* C21 = 2 μF.

R1 = R2 = R4 = R8 = R12 = = 1 kΩ; R3 = R10 = R14 = 100 kΩ; R5 = 150 kΩ; R6 = R13 = 1 MΩ; R7 = 10 MΩ; R15 = 1 kΩ, 5 W *a bobina;* P1 = 50 kΩ *a filo;* P2 = 1 MΩ *con interruttore potenziometro; trasformatore FI* 1600 *kHz; trasformatore di accoppiamento primario impedenza* 10 kΩ, *secondario adatto all'altoparlante usato.*

In figura 2 è riportata la disposizione dei principali componenti.

Sig. **GIUSEPPE VAPRO** - Napoli

Preamplificatore stereofonico

In fig. 1 *riportiamo lo schema di*

un interessantissimo preamplificatore stereofonico, realizzato dalla MULLARD, e che è particolarmente indicato per essere usato nel complesso in Suo possesso. Noi, ci limitiamo a pubblicare lo schema e i dati dei valori dei vari componenti.

Se Le interessa disponiamo della descrizione completa in lingua inglese di tale preamplificatore. In essa sono contenuti tutti i dati relativi alla sua costruzione, al cabiaggio ed ai vari dispositivi per il collegamento ad amplificatori aventi potenza d'uscita diversa. Detta descrizione potrà esserLe inviata dietro rimessa di lire 1.500.

Valore dei componenti:

R1 = 1 MΩ; R2 = 1 MΩ; R3 = = 56 kΩ; R4 = 68 kΩ; R5 = 1 MΩ; R6=0,1 MΩ; R7=150 kΩ; R8=560 kΩ; R9 = 560 kΩ; R10 = 5,6 MΩ; R11 = =220 kΩ; R12=100 kΩ; R13=220 kΩ; *ad elevata stabilità* ½ *W;* R14 = = 2,2 kΩ; R15 = 1 MΩ, ½ W *alta stabilità;* RV16 = 1 MΩ *potenziometro logaritmico (il potenziometro corrispondente relativo all'altro canale deve essere del tipo antilogaritmico e dello stesso valore).* R17 = = 33 kΩ, ½ W; R18 = 8,2 kΩ, *alta stabilità* ½ W; R19 = 0,1 MΩ, ½ W; R20 = 1,2 kΩ, ½ W; R21 = 390 kΩ, ½ W; RV22 = 2 × 250 kΩ *potenziometro logaritmico;* R23 = 47 kΩ, ½ W; R24 = 39 kΩ; R25 = 68 kΩ, RV26 = 2 × 250 kΩ *potenziometro logaritmico;* R27 = 6,8 kΩ; RV28 = = 2 × 250 kΩ *potenziometro logaritmico. Tutte le resistenze, salvo indicazione contraria devono avere la tolleranza del* 10%, *potenza* ¼ W.

C1 = 150 pF *mica argentata;* C2 = = 2,2 kpF *mica argentata;* C3 = =390 *pF mica argentata;* C4=560 pF *mica argentata;* C5 = 220 pF *mica argentata;* C6 = 25 μF, 12 V *elettrolitico;* C7 = 0,1 μF *carta* 350 V; C8 = = 0,1 μF, *carta,* 350 V; C9 = 8 μF, 350 V *elettrolitico;* C10 = 25 μF, 12 V *elettrolitico;* C11 = 0,1 μF *carta,*

350 V; C12 = 0,1 μF, *carta*, 350 V; C13 = 0,1 μF, *carta* 350 V; C14 = =560μF *mica argentata;* C15=8,2 kpF *mica argentata;* C16 = 2,2 kpF *mica argentata;* C17 = 0,02 μF *carta* 350 V. *Tolleranza dei condensatori in mica argentata* ± 10%.

Valvole: *quattro* EF 86.

OLIVIERO A. - Milano

Apparecchio a Galena

In fig. 1 riportiamo lo schema di un classico ricevitore a galena, realizzabile in pochi minuti il quale consente la ricezione della stazione locale fino a distanze di 30-50 chilometri in relazione alla potenza della stessa ed al tipo di antenna usata. Nelle ore serali è possibile l'ascolto di alcune stazioni lontane. La bobina dovrà essere costruita secondo le indicazioni

di fig. 2. Il primario è composto da 15 spire di filo da 5/10, due coperture cotone ed il secondario da 85 spire dello stesso filo. I capi del secondario devono essere sufficientemente lunghi per essere saldati direttamente agli altri componenti. Il condensatore variabile, del tipo a mi-

nima perdita, dovrà avere la capacità massima di 500 pF mentre quello fisso sarà del valore di 1 kpF. Come richiesto potrà fare uso di un rivelatore a galena altrimenti potrà ricorrere all'uso di un rivelatore al silicio il quale, pur essendo meno sensibile della prima, non necessita della ricerca del punto sensibile. In figura 3 è rappresentato lo schema costruttivo, costituito da un pannello di ebanite avente dimensioni ridotte.

La bobina sarà avvolta su un supporto di cartone bachelizzato avente il diametro, non critico, di 40 mm. Se la ricezione avviene nelle vicinanze del trasmettitore può essere usato come antenna un filo interno od anche la linea dell'energia elettrica naturalmente inserendo fra essa e la presa di antenna, un ottimo condensatore con isolamento ad almeno 1500 V, in caso contrario è consigliabile l'uso di un'antenna esterna.

TERMOMETRO CONTAGIRI A TRANSISTOR PER MOTORI A SCOPPIO

a cura di « Kappatizero »

Presentazione dell'apparecchio

La tecnica dei transistori e dei circuiti solidi consente ogni giorno di più applicazioni interessanti e la realizzazione di apparecchi miniaturizzati e precisi. Pensiamo di fare cosa gradita ai lettori presentando questo Kit da noi realizzato e sperimentato, i cui componenti sono posti in vendita dall'organizzazione G.B.C.

Sono riuniti in un piccolo cruscotto facilmente applicabile sotto la plancia strumenti dell'autovettura, 2 strumenti e relativo circuito stampato a circuiti solidi per la misura diretta e precisa della velocità di rotazione del motore e della temperatura dell'olio di lubrificazione.

L'apparecchio impiega 2 transistori, 2 diodi, 1 diodo Zener, 2 microamperometri da 500 μA f.s. e pochi altri componenti di basso costo. L'alimentazione è di 12 V, prelevata direttamente dalla batteria della autovettura ed il consumo è ridottissimo.

Il funzionamento puramente elettronico a circuiti solidi dell'apparecchio è garanzia di precisione e di lunga durata. Per la semplicità di costruzione e di messa a punto dell'apparecchio essa può essere affrontata anche da chi è meno esperto in fatto di montaggi elettronici, senza timore di insuccesso.

Funzionamento del circuito

IL CONTAGIRI

Il contagiri da noi realizzato è essenzialmente un frequenzimetro che fornisce al microamperometro indicatore una corrente proporzionale al numero di giri del motore. Per capire come ciò possa avvenire è necessario riferirsi alla fig. 1. Essa mostra il circuito di accensione di un motore a scoppio. Inserendo la chiave del motore, la batteria di alimentazione si chiude attraverso il primario della bobina dello spinterogeno e le puntine. Al momento dell'accensione il motorino d'avviamento dell'autovettura fa compiere alcuni giri al motore e quindi pone in rotazione la camma di comando delle puntine. Esse, interrompendo ritmicamente la corrente primaria dello spinterogeno, provocano sul secondario, che ha molte più spire, forti impulsi di tensione che servono all'accensione delle candele. Il condensatore di fig. 1 ha lo scopo di ridurre lo scintillio delle puntine e quindi il loro consumo. Sul punto « A » possono infatti prelevarsi impulsi aventi la forma di treni d'onda smorzati la cui frequenza di ripetizione è uguale al numero di giri del motore × 2 (2 accensioni ad ogni giro del motore per un motore a 4 tempi, 4 cilindri) con ampiezza max. di circa 200 V.

Fig. 1 - Schema elettrico del circuito d'accensione di un motore a scoppio.

Fig. 2 - Forme d'onda degli impulsi presenti all'ingresso del contagiri.

Questi impulsi rappresentano il segnale di ingresso del contagiri. La loro forma è riprodotta in Fig. 2 (1). Consideriamo ora il circuito del contagiri (Fig. 3).

C1 è un condensatore di blocco della tensione della batteria a 12 V che alimenta il primario della bobina.

R1/C2 è una rete RC di integrazione degli impulsi.

R2/R3 è un partitore di tensione che riduce l'ampiezza max. del segnale integrato al valore idoneo al pilotaggio dell'amplificatore a transistori. Sul collettore di Q1 (ai capi di R5) è presente un segnale ad onda quadra con frequenza di ripetizione eguale al numero dei giri al motore × 2 (Fig. 2 (2)).

R6/C3 è una rete RC di differenziazione del segnale. Ai capi di R6 sono presenti impulsi positivi e negativi (Fig. 2 (3)). Il transistore Q2, polarizzato all'interdizione (classe B) amplifica solamente impulsi unidirezionali (Fig. 2 (4)) i quali vengono applicati tramite C4 al rivelatore D1/D2. Il diodo D1 ha la funzione di cortocircuitare ogni eventuale impulso bidirezionale residuo, mentre D2 assolve alla rivelazione del valore medio di corrente il quale è proporzionale, anche se non in modo lineare, (vedi curva di taratura Fig. 4) al numero di giri del motore. R8 è un reostato che va regolato in modo che l'indice del microamperometro si porti a fondo scala a 6000 giri. La funzione del diodo Zener è quella di assicurare una tensione di alimentazione costante e stabilizzata allorché l'alimentazione della batteria viene commutata automaticamente con quella prodotta dalla dinamo, quando il motore aumenta di giri. Lo Zener permette quindi che la lettura del numero di giri sullo strumento M1 non sia influenzata da variazioni di alimentazione.

Fig. 3 - Schema elettrico completo del contagiri a transistor.

Fig. 4 - Curva di taratura del contagiri a transistor.

IL TERMOMETRO

Il funzionamento del termometro è ancora più semplice.

Esso impiega un ponte di Wheatstone (R 9, 10, 11, 12) alimentato con una tensione stabilizzata da un diodo Zener. Su uno dei bracci di misura è incorporato un resistore NTC a coefficiente di temperatura negativo, variabile in modo ampio con la temperatura come è visibile nella curva di taratura di fig. 5. Il reostato R9 ha la funzione di bilanciare il ponte in modo che la corrente misurata dal microamperometro M2 sia nulla quando la temperatura della sonda (NTC R11 è uguale a 0 °C). In pratica conviene tarare R9 in modo che l'indice di M2 si porti ai 2/3 f.s. allorché la temperatura di R11 (e quindi dell'olio) è di 85 °C. R13 è un reostato che serve a regolare la sensibilità del ponte termometrico di misura. Per il buon funzionamento del circuito esso deve essere quasi completamente escluso (minima resistenza).

PREPARAZIONE DEI COMPONENTI

I pezzi da autocostruire sono due: il circuito stampato e il rivelatore di temperatura (sonda). Tutti gli altri materiali vengono forniti dalla G.B.C. Per il circuito stampato attenersi alla Fig. 6 che lo riproduce in dimensioni reali. Esso può essere facilmente realizzato con la trousse « Print Kit »

Fig. 5 - Curva di taratura del termometro elettronico.

N. G.B.C. L/735 che contiene tutto il necessario per la sua realizzazione. Sovrapporre il disegno del circuito stampato — scala 1 : 1 — alla lastra di bachelite ramata, segnare le forature, quindi disegnare, con l'apposito inchiostro, il circuito vero e proprio. Seguire le istruzioni allegate alla trousse « Print Kit » per tutte le altre operazioni. Per il rivelatore di temperatura (sonda) la cosa è altrettanto semplice. Vari possono essere nel motore i punti di applicazione della sonda per la misura termometrica: il radiatore dell'acqua, i condotti dell'acqua tra motore e radiatore, la testata cilindri, il carter dell'olio ecc.

Noi abbiamo eseguito prove soddisfacenti nel modo più semplice cioè accostando la sonda (il resistore NTC in un involucro di metallo) al corpo motore nella posizione più accessibile. È chiaro infatti che, anche se la temperatura così misurata non corrisponde a quella max. all'interno del motore, l'indicazione è ugualmente efficace e risponde agli scopi prefissati. Basterà infatti tarare lo strumento (qualora si voglia una indicazione precisa in °C) sulla temperatura reale misurata con un termometro campione.

Per costruire la sonda occorre un pezzo di tubo metallico (possibilmente rame o alluminio) lungo circa 25 mm e avente un diametro interno di circa 10 mm. Andrà pressato e forato ad una estremità come indicato in Fig. 7. Nella parte tonda infilare la NTC saldandone un capo a massa.

Si isolerà il collegamento della NTC rimasto libero con un mastice resistente al calore del tipo usato dagli elettrauto.

Fig. 6 - circuito stampato, al naturale.

MONTAGGIO DEI COMPONENTI

È illustrato in Fig. 10 e mostra in trasparenza il circuito stampato. Rispettare la polarità del diodo Zener (punto rosso dal lato positivo), la corretta inserzione dei transistori (punto rosso: collettore), ed effettuare le saldature con un saldatore a punta sottile non troppo calda.

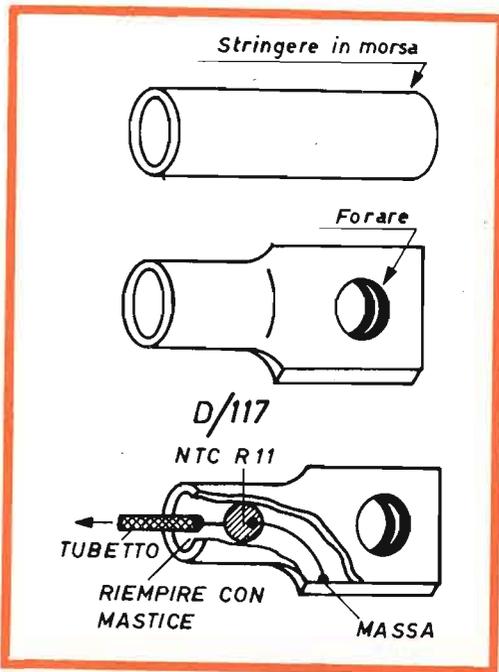



Fig. 7 - procedimento per la costruzione della sonda del termometro elettronico.

Fig. 8 - Montaggio degli strumenti nel cruscotto.

Fig. 9 - **In basso:** dati costruttivi della squadretta di fissaggio del cruscotto.

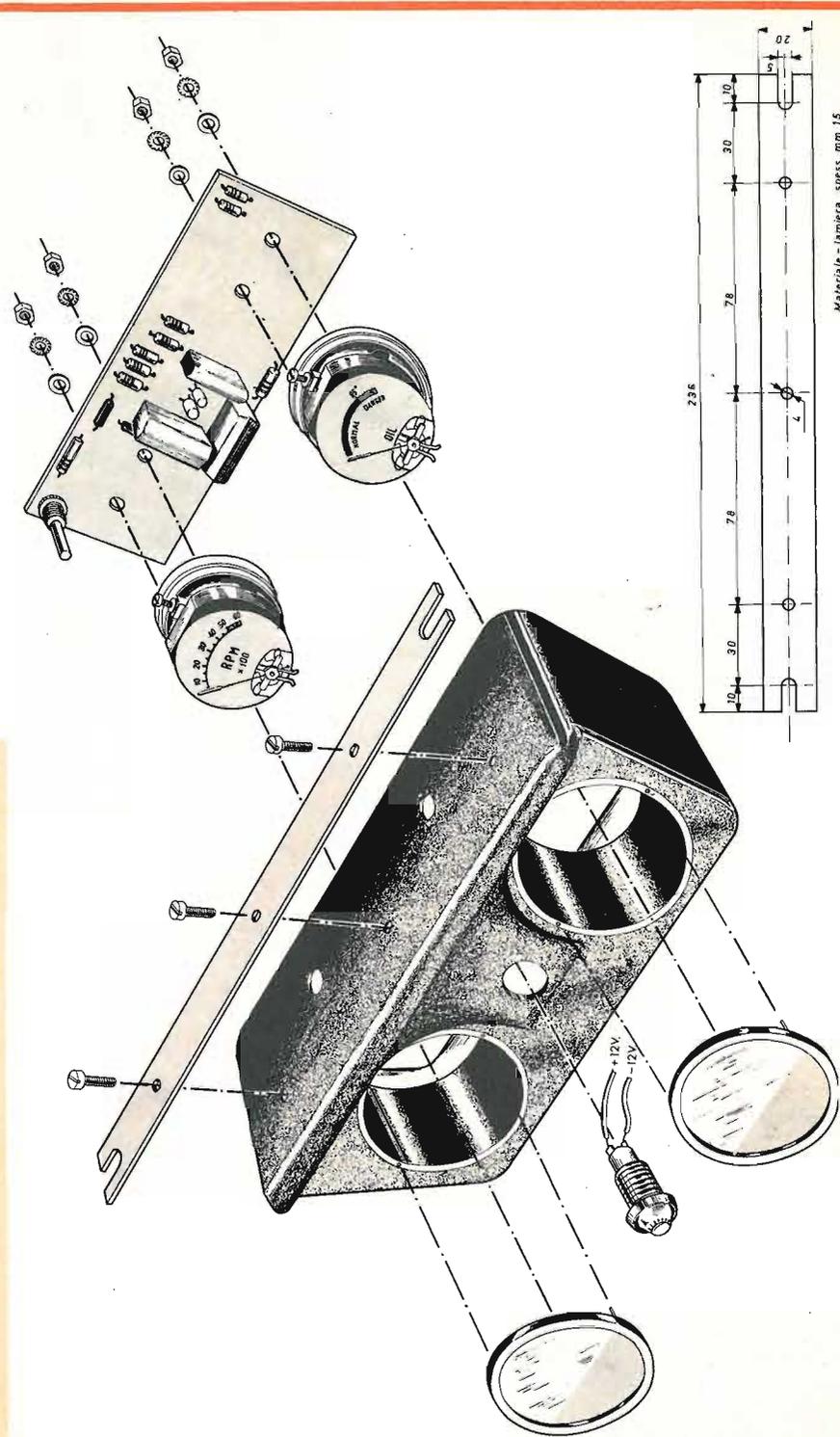
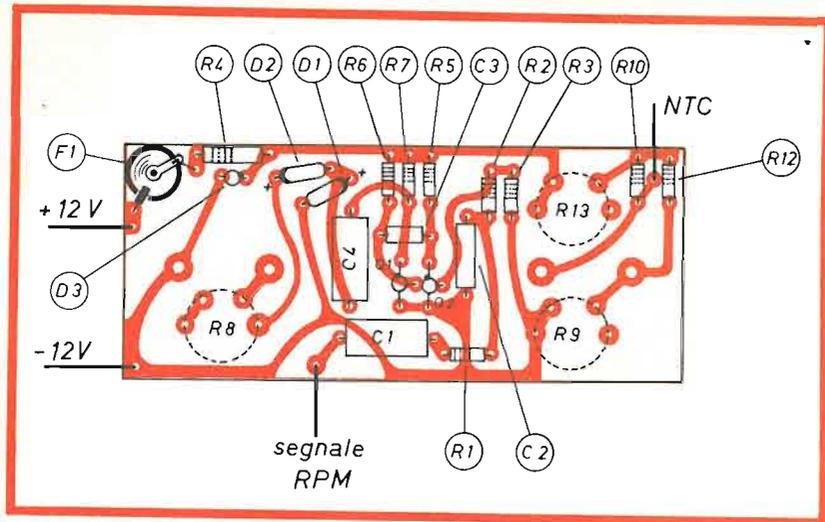



Fig. 10 - Montaggio dei componenti sul circuito stampato.

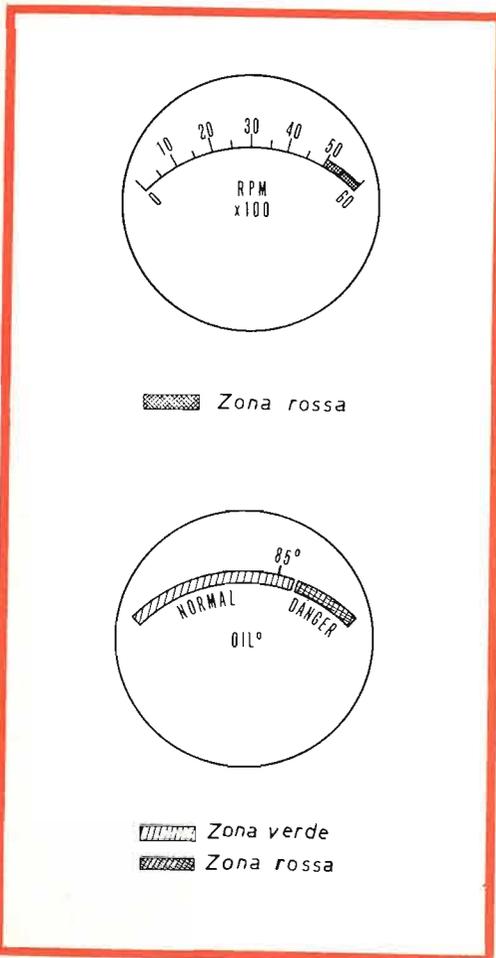



TABELLA DI TRASFORMAZIONE da °C in °F

°C	°F	°C	°F
— 20	— 4	+ 55	+ 131
— 15	+ 5	+ 60	+ 140
— 10	+ 14	+ 65	+ 149
— 5	+ 23	+ 70	+ 158
0	+ 32	+ 75	+ 167
+ 5	+ 41	+ 80	+ 176
+ 10	+ 50	+ 85	+ 185
+ 15	+ 59	+ 90	+ 194
+ 20	+ 68	+ 95	+ 203
+ 25	+ 76	+ 100	+ 212
+ 30	+ 86		
+ 35	+ 95		
+ 40	+ 104		
+ 45	+ 113		
+ 50	+ 122		

Fig. 11 - **In alto:** divisioni della scala del contagiri; **in basso:** divisioni della scala del termometro.

MESSA A PUNTO FINALE

Montato il circuito stampato e gli strumenti nel loro cruscotto (Fig. 8) collegare: 2 fili di alimentazione osservando la corretta polarità. Applicare il segnale di ingresso al contagiri (collegare al punto «A» di Fig. 1). Avviare il motore e portarlo al max. numero di giri (desunto dal libretto della autovettura) e regolare R8 in modo che M1 indichi un eguale numero di giri (Fig. 11). Questo è tutto quanto occorre a condizione che non siano stati fatti errori di montaggio. Per quanto riguarda il termometro, regolare a motore ben caldo e termostabilizzato, R9 in modo che M2 indichi circa 85 °C eventualmente servendosi di un termometro di riferimento. Quindi regolare R13 in modo che la deviazione dell'indice di M2 sia tale da ricoprire esattamente anche gli altri punti della scala (Fig. 11) (inizio banda rossa superiore a 100 °C, per ultimo collegare la lampadina spia all'alimentazione a 12 V.

MATERIALE OCCORRENTE

Sigla	Materiale tipo	N. G.B.C.	Prezzo listino
D1 - D2	Diodo	OA 79	300
D3	Diodo Zener 5,6 V	OAZ 201	950
Q1 - Q2	Transistore N.P.N.	AC 127	650
R1	Resistenza 3,3 kΩ ½ W 10%	D/32	18
R2	Resistenza 100 Ω ½ W 10%	D/32	18
R3	Resistenza 1 kΩ ½ W 10%	D/32	18
R4	Resistenza 180 Ω 1 W 10%	D/42	34
R5	Resistenza 3,9 kΩ ½ W 10%	D/32	18
R6	Resistenza 33 kΩ ½ W 10%	D/32	18
R7	Resistenza 470 Ω ½ W 10%	D/32	18
R8 - R13	Potenziometro a filo semifisso 2 kΩ 2 W 20%	D/310-1	300
R9	Potenziometro a filo semifisso 100 Ω 2 W 20%	D/310	300
R10	Resistenza 150 Ω ½ W 10%	D/32	18
R11	Resistenza N.T.C. 130 Ω	D/117	140
R12	Resistenza 100 Ω ½ W 5%	D/34	30
F1	Fusibile 0,1 A	G/1900	66
C1 - C4	Condensatore 1 μF 400 V	B/184-13	1.300
C2	Condensatore 0,22 μF 400 V	B/184-9	260
C3	Condensatore 0,047 μF 400 V	B/184-5	130
M1 - M2	Microamperometro 500 μA fondo scala	T/593-2	
	Circuito stampato (vedi testo)	—	
	Portalampada	G/1862-V	300
	Portafusibile	G/2019	170
	• Cruscotto in plastica con ghiera e vetri	T/295	

IL VOLTMETRO ELETTRONICO A TRANSISTOR AD EFFETTO DI CAMPO (F.E.T.)

Il transistor ad effetto di campo (F.E.T.) è basato su principi completamente diversi rispetto al transistor a giunzione. Nel F.E.T. (field effect transistor) la conduzione viene modulata da un campo elettrico trasversale, mentre nei transistor convenzionali è una corrente che modula la conduzione.
Il F.E.T. si comporta come un resistore variabile controllato a tensione; le applicazioni sono numerose: moltiplicazione analogica, modulazione, attenuazione, chopping, etc. Nel campo delle misure voltmetriche, il F.E.T. sostituisce con grandi vantaggi il tubo termoionico e rende il voltmetro elettronico per prezzo e funzionalità competitivo con il normale tester lasciando intatta la superiorità del sistema.
Prima in Italia e all'Estero la Radio Elettromeccanica KRUNDALL di Parma, ha realizzato, completo di ogni accessorio, l'analizzatore elettronico F.E.T.

La ricerca del guasto procede oggi generalmente in tre direzioni: **lettura** delle tensioni di alimentazione, **controllo** della resistenza tra punto e punto, **sostituzione** dei tubi termoionici. Nella media dei casi, tenendo conto che è la ricerca più semplice e che richiede meno preparazione, conduce ad un risultato accettabile per gli apparecchi a valvola ma non per quelli a transistor a circuiti stampati.

I transistor, a differenza delle valvole, non sono intercambiabili, le tensioni permangono anche in molti casi di interruzione del circuito, la resistenza punto a punto, dati i valori in uso e la conduttività asimmetrica propria dei semiconduttori, non significa più niente o quasi niente. Infine la struttura stessa del circuito è tale che non consente interventi che non siano definiti e limitati con certezza.

Un televisore a transistor a circuiti stampati è un apparecchio nuovo (normale in un prossimo domani) che richiede una tecnica di riparazione nuova, di livello superiore a quella corrente che è fondamentalmente basata sull'uso del tester. Questa tecnica nuova significa lettura delle tensioni a radiofrequenza, misura del potenziale di comando, valutazione del guadagno, rilievo della dinamica in atto del circuito in esame. Tradotta in pratica vuole dire impiego del voltmetro elettronico al posto del tester, anche se quest'ultimo resterà alla base dello strumentario radiotecnico.

Il voltmetro elettronico, come il tester, misura solo tensioni continue e quelle alternate vanno perciò prima rettificate, cioè rese continue. Non è però nella misura delle tensioni continue che esso risolve il problema: **il salto di qualità che separa**

l'analisi elettronica dall'analisi statica propria del tester risiede nel campo delle misure in alternata a radiofrequenza. La misura di picco e tra picco e picco, che è la sola possibile per le correnti asimmetriche per forma e per altezza delle due alternanze rispetto allo zero, quali sono per es. le tensioni di scansione di un televisore e in generale tutte le grandezze di forma impulsiva dove non ha significato il valore efficace, è peculiare del voltmetro elettronico.

Due diodi in opposizione rettificano il segnale nei due sensi e sommano le due tensioni relative tramite un condensatore dal quale procede per effetto elettrostatico la misura in continua. Tra valore efficace e valore picco picco il rapporto è 2.82 per forma d'onda sinusoidale e ne consegue perciò un notevole aumento della sensibilità in c.a. rispetto alla sensibilità propria del dispositivo.

La portata minima di un voltmetro elettronico di buona costruzione in **cc** è di 0,5 V f.s. e anche limitando per varie ragioni il guadagno teorico si può arrivare facilmente a 0,25 V in **ca** valore efficace. Questa, oltre alla resistenza fissa d'ingresso per tutte le portate, è una differenza fondamentale tra il voltmetro elettronico e il tester per il quale la sensibilità in **ca**, è sempre inferiore a quella **cc**.

IL VOLTMETRO ELETTRONICO A VALVOLA TERMOIONICA

Sino ad oggi il voltmetro elettronico è stato sinonimo di voltmetro a valvola. Secondo un criterio che si è generalizzato lo strumento impiega un doppio triodo in un circuito a ponte dal cui squilibrio si ricava la corrente per il microamperometro.

Il problema fondamentale della stabilità dello zero, vale a dire dello stabile equilibrio del ponte in condizioni di riposo, è gravemente condizionato dal ben noto fenomeno della corrente di griglia. Anche se con tubi selezionati può essere contenuto in limiti ristretti, quando il carico resistivo è dell'ordine di 5-10 MΩ, **cioè sulle portate minime che però sono le più richieste**, provoca una caduta di tensione instabile estranea alla misura che altera lo zero in entrambi i sensi.

Si può rimediare in parte a questo inconveniente, variando contemporaneamente per ogni portata i carichi di griglia in modo da neutralizzare la variazione distribuendola sui due bracci del ponte, ma in pratica il problema resta perché è difficile se non impossibile trovare un doppio triodo con unità perfettamente eguali.

Per le misure in **ca**, la stabilità risulta ancora minore a causa della corrente di lancio che agisce in modo analogo alla corrente di griglia. Il rimedio più razionale consiste nell'opporre al diodo che esegue la misura un diodo eguale con polarità invertita in modo che la corrente di lancio (ossia gli elettroni captati dall'anodo in assenza di segnale) dell'uno si opponga a quella dell'altro, non risolve che parzialmente il problema per la stessa difficoltà di trovare diodi perfettamente eguali.

A queste limitazioni dato che non è ipotizzabile un voltmetro elettronico a batterie, vanno aggiunte l'ondulazione della rete e la differenza di potenziale che si trova frequentemente tra il punto comune (massa) dello strumento e quello dell'apparecchio in esame per disimmetria verso la rete stessa.

La conclusione che si può trarre da questo breve cenno è la scarsa funzionalità del voltmetro elettronico a valvola nelle portate minime, motivo principale se non unico dello scarso impiego dello strumento nella pratica del servizio radio t.v.

IL VOLTMETRO ELETTRONICO A TRANSISTOR AD EFFETTO DI CAMPO

Il transistor ad effetto di campo, il FET (**field effect transistor**) è basato su principi completamente nuovi e diversi dal transistore a giunzione. IL FET è un semiconduttore controllabile senza perdite, o meglio con perdite paragonabili a quelle del tubo termoionico pentodo. Il FET differisce dal transistor a giunzione per il trasporto delle cariche che invece di interessare i portatori di entrambi i segni avviene solo per i portatori maggioritari; la conduzione è perciò unipolare e si costruiscono FET a canale P e N. **BIBLIOGRAFIA:** Massaresi, « Il transistor ad effetto di campo » in RASSEGNA ELETTRONICA N. I 1965; dr.

ing. Turrini « Teoria e proprietà del Transistor ad effetto di campo » in l'ANTENNA settembre 1965; H. Schreiber « Il transistor ad effetto di campo 95 BFY » in l'ANTENNA dicembre 1965; E. Accenti « Transistor a effetto di campo e loro applicazioni in RASSEGNA ELETTRONICA n. 5 1966; Loris Crudeli dell'Ufficio tecnico **Krundaal** « Il Transistor ad effetto di campo » in SELEZIONE RADIO TV aprile 1966.

Il primo brevetto sul FET risale al 1935, ma è solo nel 1950 che si inizia presso varie Case un vero e proprio lavoro sperimentale, e solo ultimamente il FET è apparso sul mercato dei componenti elettronici. Attualmente la produzione, quasi tutta americana, presenta una vasta gamma di modelli e il prezzo all'inizio molto elevato è in continua se pure lenta diminuzione.

Da oltre un anno la KRUNDAAL ha affrontato il problema, costruito tutta una serie di prototipi ed oggi è in grado di presentare per prima in Italia e all'Estero la **versione FET del voltmetro elettronico.**

STABILITÀ E FUNZIONALITÀ DEL NUOVO STRUMENTO

Il problema capitale della perfetta tenuta in equilibrio del ponte, che in pratica si traduce nella stabilità dello **zero**, è risolto in pieno con il transistor ad effetto di campo. Il **gate**, che costituisce nel FET l'elettrodo di comando, non presenta fenomeni secondari come la griglia controllo del tubo termoionico: il valore della resistenza verso massa può variare da 10 a 100 MΩ senza alterare minimamente la stabilità di equilibrio del ponte che è raggiunta istantaneamente senza alcuna difficoltà di manovra.

L'alimentazione a pile, per l'assoluta indipendenza dalla rete che ne consegue, significa che lo strumento **è completamente autonomo per ogni tipo di misura**, che vuol dire che tutti gli altri collegamenti sono eliminati salvo quelli **propri della misura**. L'alimentazione richiede una tensione di 9 V e circa 300 μA di corrente; le due pile del tipo tascabile a 4,5 V piatto impiegate, assicurano, data l'entità del consumo, una **tensione assolutamente stabile**, la deriva dello zero dopo ventiquattro ore di funzionamento ininterrotto **non supera mezza divisione su cento**. La durata delle pile è superiore ad un anno, con un funzionamento giornaliero di 4-6 ore. Le batterie trovano posto in un apposito vano stagno accessibile dall'esterno della custodia dello strumento.

L'alta funzionalità dello strumento è confermata dalla resistenza di alto valore (8 MΩ) posta sulla punta del **probe**; dal fatto che **nessuna tensione alternata può essere iniettata sul circuito in esame** come invece accade nei voltmetri a valvola; dalla **massa elettrica isolata dal telaio metallico** che consente misure ad alto potenziale senza alcun pericolo per l'operatore, **dal funzionamento che è istantaneo e non richiede alcun periodo di stabilizzazione a vuoto**.

FET MULTITEST

KRUNDAAL ELECTRONIC ANALYZER

VOLTOHMETRO ELETTRONICO FET

Voltmetro C.C.

Portate: 1 - 3 - 10 - 30 - 100 - 300 - 1.000 V f.s. Selettore centrale. Resistenza d'ingresso 20 MΩ (8 in **probe**).

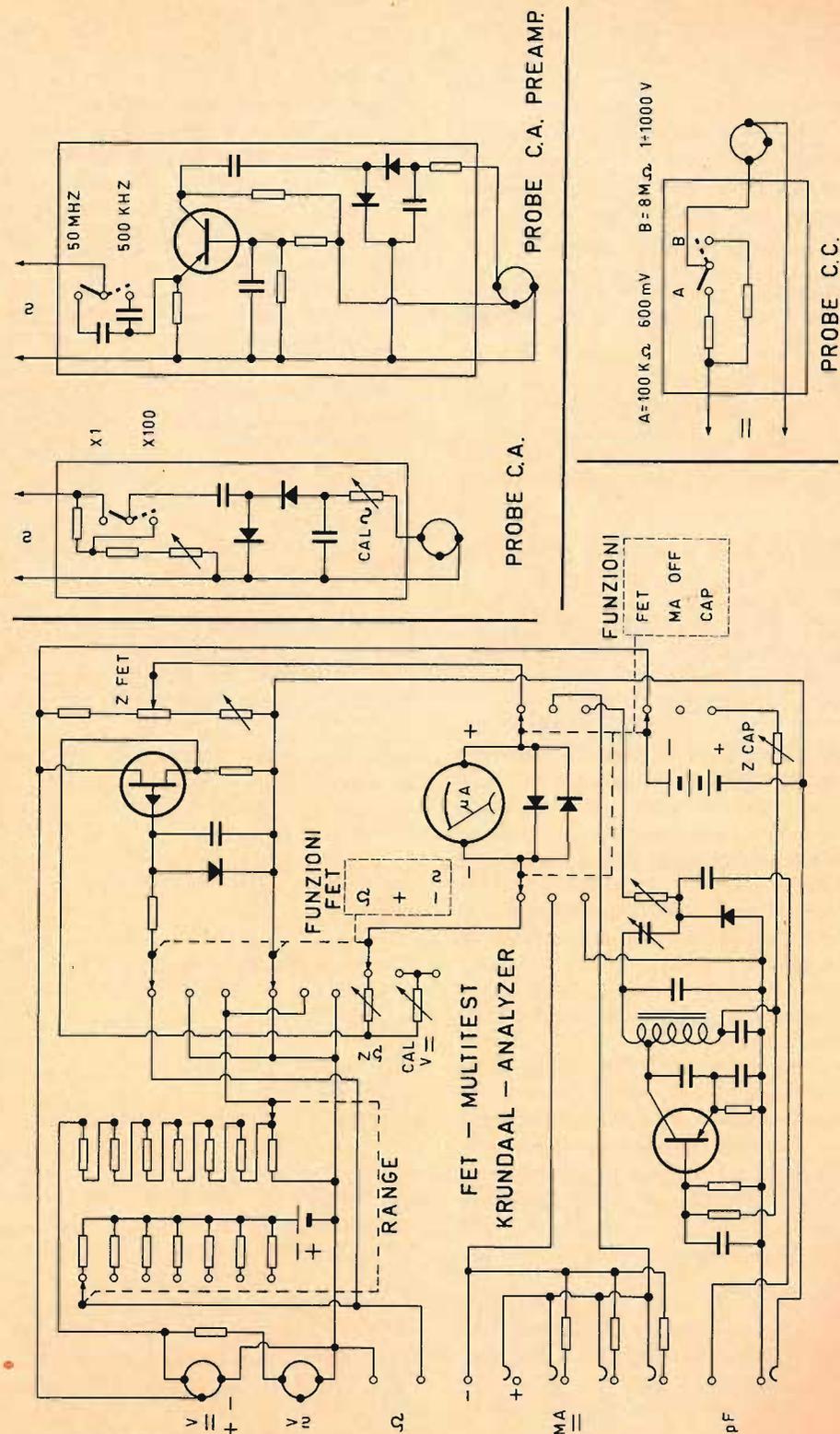
Portata: 600 mV f.s. Commutazione sul **probe** e selettore centrale su 1 V. Resistenza d'ingresso 12MΩ (100kΩ in **probe**).

Voltmetro C.A.

Portate: 1 - 3 - 10 30 - 100 - 300 - 1.000 V eff. f.s. 2,8 - 8,4 - 28 - 84 - 280 - 840 - 2.800 V picco picco f.s. **Probe** con attenuatore incorporato X1 — X100 : X1 = 1 - 3 - 10 - 30 V, selettore centrale idem X 100 = 100 - 300 - 1.000 V, selettore centrale su 1 - 3 - 10.

Portata: 300 mV eff. f.s. selettore centrale su 1 V e spinotto del **probe ca sulla presa del probe cc**. Resistenza d'ingresso 1,2 MΩ. Gamma frequenze 50 Hz - 250 MHz.

Probe preamplificato a transistor

Guadagno 10 a 1 MHz, 3 a 50 MHz; selettore centrale su 1 V e spinotto del pro-

Schema elettrico del voltmetro a transistor ad effetto di campo.

be preamplificato sulla presa del probe cc.

Ohmetro

Portate: 10 - 100 - 1.000 - 10 k - 100 k - 1 M - 10 MΩ centro scala. Misure in continuità da 0,1 Ω a 1.000 MΩ. Tensioni di prova 1,5 V, funzionamento corretto fino a 0,75 V.

Milliamperometro corrente continua

Portate: 0,05 - 1 - 10 - 100 mA f.s. **Shunt indipendenti** autocommutati, a filo, in lega termostabile.

Capacimetro a lettura diretta alimentato a radiofrequenza

Portata: da 0,5 pF a 2.000 pF. Generatore r.f. a transistor, tensione di prova 2,5 V.

Protezione totale automatica elettronica sul transistor ad effetto di campo e sul microamperometro (1 diodo al silicio BA102 e 2 diodi al silicio OA200).

Alimentazione 9 V. Due pile piatte standard da 4,5 V. Consumo FET: 300 μA. Cap. 3 mA. Durata oltre un anno circa.

L'ANALIZZATORE ELETTRONICO KRUNDAAL FET MULTITEST, che da qui in avanti chiameremo per brevità il **FET** è articolato in tre funzioni separate e indipendenti; è un analizzatore panoramico, con scala gigante a grande visibilità e quindi **lettura comoda ad alta definizione**. Il circuito elettrico e la sua realizzazione sono protetti a termine di legge.

Il complesso dei comandi è costituito da tre commutatori e da tre regolatori di Zero: un commutatore a tre posizioni seleziona le tre funzioni indipendenti: **voltohmetro elettronico FET, milliamperometro cc., capacimetro**; un secondo commutatore sempre a tre posizioni seleziona le FUNZIONI FET vere e proprie, cioè l'inversione di polarità, le posizioni **ca** e **ohm**; infine il commutatore generale di portata (range) che seleziona le sette portate di **V**, **cc.**, **ca.** e **ohm.**

Dei regolatori di Zero, due riguardano il FET (zero generale e zero particolare dell'ohmetro) il terzo lo Zero del capacimetro. Sia per l'ohmetro che per il capacimetro la posizione di zero è quella dell'indice al fondo scala, ma la manovra non impegna i puntali come nel tester e risulta perciò più facile e comoda.

Misura delle tensioni continue

La misura si effettua dopo aver regolato lo **Zero generale** e comprende sette portate da 1 a 1000 V f.s. resistenza d'ingresso 20 MΩ dei quali 8 in testa al **probe** Dato che la sensibilità propria del dispositivo è di 600 mV f.s. commutando sul **probe** la resistenza di 8 MΩ con una da 100 kΩ, si ottiene, lasciando il selettore sulla portata 1 V, una ottava portata di 600 mV f.s.

La resistenza di 8 MΩ sulla testa del **probe** ha il doppio scopo di bloccare ogni eventuale componente alternata e ridurre a zero lo squilibrio del circuito in esame per effetto della presenza del **probe**. La polarità della misura viene invertita mediante il commutatore FUNZIONI FET.

Misura della resistenza

È una variante della misura in **cc.** in quanto ogni portata dell'ohmetro corrisponde ad un divisore resistivo al quale è applicato una tensione di riferimento di 1,5 V; il funzionamento resta corretto fino a 0,75 V.

La misura ohmetrica parte da un minimo di 0,1 Ω e arriva a 1000 MΩ, distribuita in sette portate multiple; la tolleranza massima ammessa è del 3%; sull'1% è quella che limita la lettura alla prima metà delle scale, per cui dato il numero delle portate è possibile estenderla a quasi tutto il campo delle misure.

Misura delle tensioni alternate

Questa è la parte dove maggiore risulta il vantaggio della applicazione del FET, in quanto la stabilità eccellente delle misure in **cc.** resta perfettamente inalterata nelle misure **ca**.

Il sistema di rettifica, duplicatore di tensione, è contenuto nella parte estrema del **probe** e impiega due diodi al germanio OA95 Philips sistemati in un contenitore termostatico di polistirolo espanso. Le portate sono sette, da 1 a 1000 V; la resistenza d'ingresso è di 1,2 MΩ.

Le portate 1 - 3 - 10 - 30 V f.s. sono dirette e vengono selezionate dal commutatore generale (range); il deviatore posto sul **probe** deve perciò essere sulla posizione X 1.

Per le portate successive 100 - 300 - 1000 V f.s. il commutatore generale sarà posto rispettivamente sulle posizioni 1 - 3 - 10 V e il deviatore del **probe** sulla posizione X 100. In questo modo le portate 1 - 3 - 10 danno rispettivamente luogo alle portate 100 - 300 - 1000. Per eseguire fedelmente l'andamento del diodo che all'inizio non è lineare, il quadrante dello strumento presenta due scale separate particolari alle portate 1 e 3 V f.s.; le portate 10 - 30 - 1000 V corrispondono alle rispettive portate in **cc**, mentre le portate 100 e 300 V dato che vengono realizzate con il deviatore del **probe** su X 100, vanno di conseguenza lette sulle scale 1 e 3 V.

La gamma di frequenza è lineare tra 50 Hz e 2 MHz; letture utili di riferimento sono possibili fino a 250 MHz. Nell'arco compreso tra 5,5 - 10,7 - 30 - 50 MHz, ove sono compresi tutti i valori più in uso per le Medie Frequenze, la misura è nella tolleranza massima del 15%.

Al di sotto della scala 3 V è tracciata quella in dB diretta; sotto la scala 1 V valore efficace quella corrispondente in valore picco-picco.

Spostando il **probe ca** dal suo innesto a quello del **probe cc** (commutatore generale sulla portata 1 V) si raddoppia in **ca** la sensibilità propria dello strumento che è di 600 mV **cc** e si ottiene una **ottava portata in ca 300 mV f.s.**

La portata 300 mV dovrebbe avere una scala propria che però è stata omessa per non appesantire troppo il quadrante dello strumento; la lettura si riferisce alla scala 1 V con la seguente progressione: scala 1 V: 0. - .1 - .2 - .3 - .4 - .5 - .6 - .7 - .8 - .9 - 1 V f.s. — scala 300 mV: 0 - 70 - 100 - 125 - 150 - 175 - 200 - 225 - 250 - 275 - 300 mV f.s. La portata 300 mV stringe all'inizio molto più di quella di 1 V, la conduzione di soglia del diodo al germanio essendo dell'ordine di 50 mV.

Probe C.A. preamplificato a transistor

La disponibilità di una batteria a 9 V di grande capacità ha reso possibile senza eccessive complicazioni costruttive la costruzione di un **probe ca preamplificato** a transistor.

Il guadagno realizzabile è strettamente dipendente dalla frequenza, essendo il circuito sia all'ingresso che all'uscita aperiodico, e quindi le indicazioni hanno solo valore di riferimento; l'utilità del **probe preamplificato** resta però di importanza primaria in quanto con esso è possibile leggere **le tensioni di uscita dei generatori di segnali, in generale sprovvisti di dispositivi del genere, e di scarsa linearità nella attenuazione del segnale di uscita.**

Il **probe preamplificato** può essere ritenuto valido fino alla frequenza di 100 MHz, per andare oltre o per avere un guadagno più alto è necessario accordare almeno l'uscita al centro banda della gamma prescelta che viene però in conseguenza contenuta in limiti ristretti. Un **probe preamplificato** di questo genere va quindi costruito per ogni singola richiesta.

Il **probe preamplificato** di serie impiega il transistor Philips AF 180 in circuito a base comune; il consumo complessivo è di 2,5 mA; il guadagno resta elevato per tutta la gamma da 500 kHz (da 10 a 3 volte) a 50 MHz, il **probe** presenta due impedenze d'ingresso commutabili corrispondenti alla massima resa ai due estremi della gamma.

Norme per le misure in corrente alternata

In generale si usa la massa dell'apparecchio in esame come ritorno del **probe**; è il collegamento più comodo e sbrigativo ma non è sempre razionale. Il punto del circuito dove si effettua la misura è sovente sede contemporanea di tensioni alternate e continue, e se nel caso delle letture in continua la resistenza posta sulla punta del **probe** blocca la componente alternata, nelle misure in alternata, sia pure per il solo **istante iniziale** la tensione continua presente provoca una corrente **istantanea nel diodo superiore** a quella massima ammessa dal costruttore.

Alla prova pratica non si è riscontrato alcun danno nei diodi OA95 ma è ovvio che si tratti di un sovraccarico elevato anche se istantaneo. Buona norma è quella, quando si effettuano misure su apparecchi sedi di tensioni continue dell'ordine di 250-300 V, di disporre i terminali del **probe** agli estremi del carico anodico e non tra anodo e massa; per gli apparec-

chi a transistor date le tensioni in uso il problema non si pone.

Un fatto da tener presente è l'eventuale presenza di alternata a 50 Hz (rete) sul punto dove si vuole effettuare la lettura (per es. l'anodo di un tubo amplificatore di M.F.). Per questo controllo preliminare basta il contatto della punta del **probe** (il terminale di ritorno libero) sul punto in questione e se ciò provoca la deviazione dell'indice invertire la spina del cavo rete dell'apparecchio in esame: il fenomeno dovrà scomparire. L'isolamento verso terra del banco e dell'operatore non sono mai assoluti e quindi per misure dell'ordine dei millivolt il senso di collegamento alla rete non è indifferente.

Riassumendo le letture in **ca** vanno eseguite nel seguente ordine: per 1 - 3 - 30 V attenuatore del **probe** X 1 — per 100 - 300 - 1000 V attenuatore del **probe** X 100 — per 300 mV spostare il **probe ca** dalla sua sede a quelle del **probe cc** — per letture inferiori a 100 mV usare il **probe amplificato**, inserito nella sede del **probe cc**, selettore generale su 1, tenendo conto dell'impedenza d'ingresso dello stadio di preamplificazione.

Misura della corrente continua

La posizione di centro del commutatore FUNZIONI interrompe il circuito della batteria, OFF, e contemporaneamente predispone il microamperometro per la misura della corrente continua, su quattro portate 0,05 - 1 - 10 - 100 mA f.s. Ogni innesto inserisce automaticamente lo shunt relativo, e quindi le varie portate sono tra loro indipendenti. La tolleranza è quella del microamperometro: 1%.

Capacimetro a sottrazione a lettura diretta

È un dispositivo completamente autonomo che viene messo in funzione dal commutatore FUNZIONI nella posizione CAP e quando sono **inseriti gli spinotti dei terminali di misura.** La tensione di prova, dell'ordine 2,5 V, è prodotta da un transistor autooscillante a radiofrequenza, per reazione capacitiva tra collettore ed emettitore; allo stato di riposo l'indice è regolato al fondo scala variando la tensione applicata al collettore e quindi l'ampiezza di segnale derivato ai capi di un divisore capacitivo, un ramo del quale porta il dispositivo di lettura (diodo-addizionale-micro). Applicando un condensatore incognito tra la massa e il centro del divisore, si varia il rapporto e quindi la lettura del micro. L'azzeramento va effettuato con gli spinotti inseriti; la misura prevede un'unica scala da 0,5 pF a 2000 pF, centro 60 pF.

La scala del capacimetro è la più grande del quadrante; la tolleranza è migliore dell'1% nel tratto 0,5-200 pF che comprende tutti i valori critici di allineamento. La stabilità è eccellente data la dissipazione molto al di sotto di quella ammessa dal transistor impiegato AC128.

Protezione totale automatica elettronica del complesso

La protezione riguarda separatamente il FET e il micro. La protezione è verso il sovraccarico, **cioè per errore di portata,** ma funziona contemporaneamente anche per il **sovraccarico con polarità invertita.**

Quando un segnale troppo alto viene applicato, esso stesso fa cambiare lo stato del diodo **gate-source** del FET: esso a riposo è polarizzato inversamente, ma se il segnale cresce oltre la tensione di polarizzazione il diodo passa in conduzione, ma poiché il segnale viene applicato tramite una resistenza in serie di 2,7 MΩ, la caduta di tensione non supera la polarizzazione e quindi non è pericolosa. Se invece il segnale troppo alto viene applicato con polarità sbagliata, in questo caso la polarizzazione inversa aumenta e arrivata alla rottura (20 V) fa saltare il diodo.

Per questo secondo caso il problema si è risolto con l'applicazione del diodo al silicio BA102 Philips, e così **anche per questo caso il diodo tosa il segnale di polarità sbagliata superiore a metà della tensione di polarizzazione.**

Con questo dispositivo la tensione applicata al **gate** del FET **non supera in ogni caso 1,3 V in senso diretto e 0,5 V in senso inverso.**

La qualità essenziale del diodo di protezione è quella di una inversa altissima e per questo il BA102 supera i 100 MΩ;

la sua presenza non si avverte minimamente, all'infuori del caso di impiego dello strumento come voltmetro a zero centrale, in cui la lettura è corretta solo fino a circa 300 mV dallo zero; questa limitazione non ha importanza nell'uso pratico che è quello dell'allineamento del discriminatore F.M.

La protezione automatica del micro nei due sensi è data da una coppia di diodi al silicio OA200 Philips disposti con polarità invertita; questi diodi per tensioni inferiori a 500 mV presentano una resistenza altissima che non influenza il fondo scala, ma si **riduce bruscamente** oltre questo valore e diventa così uno **shunt di protezione del sovraccarico**.

Problematica del guasto

L'analisi dinamica parte generalmente dall'iniezione di un segnale a radio frequenza, derivato da un generatore di segnali e dosato in modo di non saturare l'ingresso.

La misura del segnale a partire dall'ingresso porta alla localizzazione del guasto, ma di rado questo equivale alla sua identificazione. L'analisi va quindi sviluppata in tutte le direzioni ma non è possibile stabilire un criterio logico a priori: la problematica del guasto è l'equivalente dell'esperienza acquisita dall'operatore, **il prodotto delle misure effettuate sul circuito funzionante trasferito al momento cruciale sul circuito guasto.**

Il segnale del generatore satura l' ingresso quando la sintonia presenta due punte separate da un breve intervallo; la misura minima del FET con il **probe** normale è dell'ordine di 100 mV e questo valore è in generale più alto di quello utile, cioè di un segnale che non saturi, ed è questa la ragione principale del **probe preamplificato.**

L'uso del **probe preamplificato** deve però limitarsi a letture di semplice rapporto e perde ogni significato quando la sensibilità iniziale di 100 mV del normale **probe** è sufficiente.

Procedimento pratico dell'analisi dinamica

Il modo come sono articolate le misure che seguono non costituisce una via obbligatoria, ma una semplice traccia di orientamento: ogni tecnico dopo qualche tempo di impiego del FET elabora un sistema personale di misura, in funzione soprattutto della velocità e qualità richieste dal lavoro.

Il punto fondamentale da tener presente è quello della **molteplicità di tensioni e frequenze che possono trovarsi insieme in un determinato punto del circuito.** Prendiamo per es. lo stadio convertitore di frequenza nella versione autodina che è la più usata nelle radio a transistor per onde medie. Sul collettore si trovano: una tensione **cc** di alimentazione e tre tensioni **ca**, e se poi poniamo il **probe** tra collettore e massa, senza tener conto di ciò, nel caso di lettura in **ca** leggiamo il segnale di maggiore ampiezza dei tre che dovrebbero essere presenti. Il che è una lettura che dice poco perché basta che sia presente un solo segnale perché sia in qualche modo analoga a quella che si avrebbe se ci fossero tutti i tre.

Il procedimento razionale è quello di leggere un segnale alla volta, come brevemente è spiegato in seguito.

Un altro punto che chiarisce il meccanismo della lettura è il trasformatore di Media Frequenza che precede il diodo rivelatore. La tensione che si legge ai capi del primario rispetto a quella del secondario è molto più forte non solo per il rapporto in discesa del trasformatore, ma anche perché sul primario la misura viene eseguita tra picco e picco, mentre sul secondario a causa della presenza del diodo la lettura è solo di picco.

Misure tipo: Radio ricevitore ad onde medie a transistor

Stadio Convertitore di Frequenza

I[a] Lettura: **Segnale all'uscita del generatore di segnali.** Va eseguita con il **probe pre-amplificato** (previo blocco del segnale dell'oscillatore locale eterodina, mettendo in corto il variabile o staccando un collegamento). Il segnale del generatore va collegato, tramite un condensatore da 4,5 pF, agli estremi della bobina d'accordo (ferrite) e regolato in modo che non carichi e

saturi l'ingresso: in generale una indicazione di 30-40 divisioni su cento (scala 1 V cc) è il valore utile. A causa della bassa impedenza d'ingresso del **probe** per queste frequenze (transistor a base comune) la lettura non è ripetibile agli estremi della bobina d'accordo, mentre è possibile **tra base e massa** e **collettore e massa**, aumentando al momento di 2 o 3 volte il segnale. Queste letture sono orientative e servono ad accertarsi del **trasferimento del segnale**; quantitativamente possono variare in modo notevole da circuito a circuito.

II[a] Lettura: **Segnale dell'oscillatore locale (eterodina).** Va eseguita con il **probe** normale dopo aver bloccato il segnale sulla **base** (in generale basta spegnere il generatore)

tra collettore e massa . . mV 440
tra statore del variabile e massa . . . . mV 1200
tra la derivazione verso l'emissore e massa . . . mV 170

III[a] Lettura: **Riassuntiva dello stadio convertitore.** Eseguita con entrambi i segnali.

tra gli estremi del trasformatore di Media Frequenza
fuori sintonia . . . . . mV 150
in sintonia . . . . . . mV 200

IV[a] Lettura: **I° Stadio di amplificazione a Media Frequenza.**

tra collettore e massa . . mV 230
tra gli estremi del primario mV 700

V[a] Lettura: **II° Stadio di amplificazione a Media Frequenza.**

tra collettore e massa . . mV 1300
tra gli estremi del primario mV 3000

VI[a] Lettura: **Stadio rivelatore a diodo.**

tra gli estremi del secondario che fa capo al diodo . mV 500
tra gli estremi del potenziometro regolatore . . . . mV 125

VII[a] Lettura: **I° Stadio amplificatore di bassa frequenza.**

tra collettore e massa . . mV 1700

TUBI PER AMPLIFICATORI DI POTENZA

Due novità, una della BRIMAR, sigla EL 506; l'altra della SIEMENS, sigla E 235L/7751. Quest'ultimo tubo è stato particolarmente studiato per applicazioni industriali di elevata sicurezza (garanzia minima 10.000 ore).

Ecco le caratteristiche principali dei due tubi:

EL 506 BRIMAR (Base Magnoval B 9 D):

P_a = *19 W - valore massimo in push-pull classe AB_1: potenza d'uscita 20 W - distorsione 0,1% -*
Pg_1 = *3,3 W - valore massimo -*
V_a = *550 V - valore massimo -*
Ia_k = *85 mA - valore massimo -*

E 235L-7751 SIEMENS (Base Octal Enveloppe T-9):

Tensione di riscaldamento: 6,3 V
Corrente di riscaldamento: 1,2 A

E_a = *100 V - massima 400 V -*
Eg_2 = *100 V - massima 300 V -*
R = *75Ω*
I_a = *100 mA*
Ig_2 = *5,2 mA*
P_a = *12 W - massima -*
Pg_2 = *5,5 W - massima -*
I_k = *220 mA - massima -*

PANORAMA RADIOFONICO

EMILIA-ROMAGNA

Bagno di Romagna: 91.7, 93.9. 97.3; Bardi: 87.9, 89,9, 91.9; Belvedere di Sorbano: 91.5, 93.5, 95.5; Bologna: 90.9, 93.9, 96.1; Borgo Tossignano 92.5, 97.5, 99.5; Borgo Val di Taro: 88.3, 90.6, 95.2; Brisighella: 91.5, 93.5, 95.5; Cà del Vento: 92.1, 96.5, 98.5; Casola Valsenio: 93.1, 95.1, 97.1; Casteln. nei Monti: 91.5, 93.5, 95.5; Civitella di Romagna: 94.5, 96.5, 98.9; Farini d'Olmo: 89.3, 91.3, 93.3; Fornovo di Taro: 94.5, 96.5, 98.5; Ligonchio: 91.7, 93.7, 95.7; Mercato Saraceno: 91.3, 93.3, 95.3; Modigliana: 88.3, 90.3, 92.3; Monchio delle Corti: 92.7, 94.9, 96.9; Monte Cimone: 89,1, 93.3, 99.0; Monte S. Giulia: 91.0, 92.9, 96.2; Montese: 95.1, 97.1, 99.1; Morfasso: 91.2, 93.2, 95.2; Ottone: 88.9, 90.9, 92.9; Pavullo nel Frignano: 94.1, 97.9, 99.9; Pievepelago: 94.7, 96.7, 98.7; Porretta Terme: 93.7, 95.7, 97.7; Predappio: 95.9, 97.9, 99.9; Premilcuore: 89.5, 91.5, 93.5; Rocca S. Casciano: 94.3, 96.3, 98.3; Salsomaggiore: 88.5, 90.5, 92.5; Santa Sofia: 95.7, 97.7, 99.7; Vergato: 91.3, 94.3, 95.3.

Bagno di Romagna **Gv**, Bardi **Ho**, Bedonia **Gv**, Bertinoro **Fv**. Bologna **Gv**, Borgo Tossignano **Hv**, Borgo Val di Taro **Eo**, Brisighella **Hv**, Casola Valsenio **Go**, Castelnuovo nei Monti **Gv**, Castrocaro **Bo**, Cerignale **Hv**, Civitella di Romagna **Hv**, Farini d'Olmo **Fo**, Fornovo di Taro **Av**, Langhirano **Fo**, Ligonchio **Eo**, Loiano **Ev**, Marzabotto **Ho**, Mercato Saraceno **Go**, Modigliana **Go**, Monchio delle Corti **Ho**, M. Santa Giulia**Fv**, Montese **Hv**, Morfasso **Ev**, Neviano degli Arduini **Hv**, Ottone **Ao**, Pavullo nel Frignano **Go**, Pellegrino nel Parmense **Fv**, Pievepelago **Go**, Porretta **Gv**, Predappio **Gv**, Premilcuore **Eo**, Rocca S. Casciano **Go**, Salsomaggiore **Fo**, S. Benedetto Val di Sambro **Fo**, Santa Sofia **Ev**, Tredozio **Eo**, Vergato **Bv**.

TOSCANA

Abetone: 88.3, 90.3, 92.3; Aulla: 90.1, 92.1, 94.1; Bagni di Lucca: 93.9, 96.5, 98.5; Carrara: 91.3, 94.1, 96.1; Casentino: 94.1, 96.1, 98.1; Firenze: 87.8, 91.1, 98.4; Fiorenzuola: 94.7, 97.5, 99.5; Fivizzano: 87.9, 95.9, 98.1; Gaiole in Chianti: 89.9, 93.5, 98.9; Garfagnana: 89.7, 91.7, 93.7; Greve: 94.5, 96.5, 98.5; Lunigiana: 94.3, 96.9, 99.1; Marradi: 94.5, 96.5, 98.5; Massa: 95.5, 97.5, 99.5; Minucciano: 95.1, 97.1, 99.1; Monte Argentario: 90.1, 92.1, 94.3; Monte Luco: 88.1, 92.5, 96.3; Monte Serra: 88.5, 90.5, 92.9; Monte Pidocchina: 89.5, 91.5, 96.1; Mugello: 95.9, 97.9, 99.9; Palazzolo sul Senio: 94.7, 96.7, 98.7; Piazza al Serchio: 95.7, 97.7, 99.7; Pieve S. Stefano: 88.3, 90.3, 92.3; Piombino: 95.1, 97.1, 99.1; Poggio Pratolino: 87.7, 89.7, 91.8; Pontassieve: 89.5, 94.3, 98.3; S. Cerbone: 95.3, 97.3, 99.3; S. Marcello Pistoiese: 94.3, 96.9, 98.9; Sassi Grossi: 91.7, 93.7, 95.7; Scarlino: 91.9, 93.9, 95.9; Seravezza: 94.5, 96.9, 98.9; Talla: 89.3, 91.3, 93.5; Vaiano: 93.7, 95.6, 97.5; Vallecchia: 94.7, 96.7, 98.7; Vernio: 95.1, 97.1, 99.1.

Abetone **Eo**, Aulla **Hv**, Bagni di Lucca **Bo**, Bagnone **Ev**, Bassa Garfagnana **Fo**, Borgo a Mozzano **Ev**, Camaiore **Bv**, Carrara **Go**, Casentino **Bo**, Casola in Lunigiana **Bo**, Castiglioncello **Go**, Colle Val d'Elsa **Gv**, Firenze **Fo**, Firenzuola **Ho**, Fivizzano **Eo**, Gaiole in Chianti **Bo**, Garfagnana **Go**, Gorfigliano **Hv**, Greve **Hv**, Lunigiana **Gv**, Marradi **Gv**, Massa **Hv**, Minucciano **Ev**, Monte Argentario **Eo**, Monte Pidocchina **Ev**, Monte Serra **Do**, Mugello **Ho**, Palazzuolo sul Senio **Fv**, Piazza al Serchio **Av**, Pietrasanta **Ao**, Pieve S. Stefano **Fv**, Piombino **Gv**, Poggio Pratolino **Ev**, Pontassieve **Eo**, Quercianella **Fv**, Rufina **Fo**, San Cerbone **Go**, S. Giuliano Terme **Go**, San Godenzo **Ev**, S. Marcello Pistoiese **Hv**, Santa Fiora **Bo**, Sassi Grossi **Fv**, Scarlino **Fo**, Seravezza **Go**, Stazzema **Bo**, Talla **Fo**, Vagli di Sotto **Bv**, Vaiano **Eo**, Vallecchia **Eo**, Val Taverone **Ao**, Vernio **Bo**, Villa Basilica **Eo**, Zeri **Bo**.

MARCHE

Acquasanta Terme: 94.9, 96.9, 98.9; Antico di Maiolo: 95.7, 97.7, 99.7; Arquata del Tronto: 95.9, 97.9, 99.9; Ascoli Piceno: 89.1, 91.1, 93.1; Camerino: 89.1, 91.1, 93.1; Castelsantangelo: 87.9, 89.9, 91.9; Colle Carbonara: 95.5, 97.5, 99.5; Esanatoglia: 92.7, 95.3, 97.3; Fabriano: 89.7, 91.7, 93.7; Fiuminata: 87.7, 94.1, 99.3; Frontignano: 88.9, 90.9, 92.9; Monte Conero: 88.3, 90.3, 92.3; Monte Nerone 94.7, 96.7, 98.7; Muccia: 88.1, 90.1, 92.1; Pesaro 95.9, 97.9, 99.9; Punta Bore Tesino: 87.7, 93.9, 99.3; S. Lucia in Consilv.: 95.1, 97.1, 99.1; S. Severino Marche: 95.3, 97.4, 99.5; Sarnano: 95.7, 97.7, 99.7; Sentino: 88.5, 94.5, 99.3; Serravalle di Chienti: 94.9, 96.9, 98.9; Tolentino: 95.7, 97.7, 99.7.

Acquasanta Terme **Fo**, Ancona **Gv**, Antico di Maiolo **Hv**, Arquata del Tronto **Dv**, Ascoli Piceno **Go**, Belvedere di Sorbano **Bo**, Camerino **Fv**, Castelsantangelo **Fo**, Colle Carbonara **Dov**, Esanatoglia **Do**, Fabriano **Go**, Fermo **Bv**, Fiuminata **Hv**, Frontignano **Gv**, Macerata **Go**, Monte Conero **Eo**, Monte Nerone **Ao**, Muccia **Dv**, Pesaro **Hv**, Pioraco **Dv**, Punta Bore Tesino **Do**, Rotella **Ho**, San Paolo **Bv**, S. Severino Marche **Ho**, Santa Lucia in Consilvano **Hv**, Sarnano **Fv**, Sassoferrato **Dv**, Sentino **Hv**, Serra San Quirico **Hv**, Serravalle di Chienti **Go**, Tolentino **Bv**, Ussita **Ev**, Visso **Do**.

UMBRIA

Cascia: 89.7, 91.7, 93.7; Foligno: 87.9, 89.9, 91.9; Grotti di Valnerina: 88.9, 90.9, 92.9; Guadamello: 88.5, 90.5, 92.9; Gubbio: 88.7, 90.7, 92.7; Monte Peglia: 95.7, 97.7, 99.7; Nocera Umbra: 95.1, 97.1, 99.1; Norcia: 88.7, 90.7, 92.7; Sellano: 89.1, 91.2, 93.2; Spoleto: 88.3, 90.3, 92.3; Terni: 94.9, 96.9, 98.9.

Cascia **Ev**, Cerreto di Spoleto **Hv**, Foligno **Eo/v**, Grotti di Valnerina **Do**, Guadamello **Ev**, Gubbio **Ev**, Monte Peglia **Ho**, Nocera Umbra **Gv**, Norcia **Go**, Sellano **Fv**, Spoleto **Fo**, Terni **Fv**, Vallo di Nera **Gv**.

LAZIO

Altipiani d'Arcinazzo: 90.3, 92.1, 94.1; Amatrice: 88.3, 90.3, 92.3; Antrodoco: 89.9, 92.1, 96.1; Borgorose: 94.9, 96.9, 98.9; Campo Catino: 95.5, 97.3, 99.5; Carpineto Romano: 95.9, 97.9, 99.9; Cassino: 88.5, 90.5, 92.5; Fiuggi: 94.7, 96.9, 98.9; Fondi: 87.7, 95.3, 97.3; Formia: 88.1, 90.1, 92.1; Guadagnolo: 88.2, 90.5, 95.1; Itri: 89.1, 91.1, 93.1; Lenola: 95.9, 97.9, 99.9; Leonessa: 89.3, 91.3, 93.3; Monte Cavo: 87.6, 91.2, 98.4; Monte Croce: 94.5, 96.8, 99.1; Monte Favone: 88.8, 90.9, 92.9; Pescorocchiano: 89.5, 91.5, 93.5; Roma: 89.7, 91.7, 93.7; Segni: 92.3, 96.5, 98.3; Settefrati: 94.2, 96.3, 98.2;

Sezze: 94.9, 96.9, 99.9; Subiaco: 88.9, 90.9, 92.9; Terminillo: 92.5, 94.5, 98.1; Vallepietra: 94.9, 96.9, 98.9; Velletri: 88.7, 90.7, 92.7.

Acquapendente **Fo**, Altipiani d'Arcinazzo **Hv**, Amaseno **Ao**, Amatrice **Fv**, Antrodoco **Ev**, Artena **Av**, Bolsena **Fv**, Borgorose **Gv**, Campo Catino **Fo**, Campodimele **Av**, Canepina **Dv**, Carpineto Romano **Dv**, Cassino **Eo**, Cittaducale **Fo**, Civitacastellana **Fo**, Esperia **Go**, Filettino **Eo**, Fiuggi **Do**, Fondi **Hv**, Formia **Gv**, Gaeta **Eo**, Guadagnolo **H₁o**, Isola Liri **Ev**, Itri **Fv**, Lenola **Ev**, Leonessa **Dv**, Monte Croce **Fv**, Monte Favone **Ho**, Pescorocchiano **Do**, Rocca d'Arce **Fv**, Roma **Go**, Segni **Eo**, Settefrati **Fv**, Sezze **Fo**, Sonnino **Do**, Subiaco **Do**, Terminillo **Bv**, Vallecorsa **Fv**, Vallepietra **Ev**, Velletri **Ev**. Vicalvi **Dv**.

ABRUZZI

Anversa d. Abruzzi: 88.7, 90.7, 92.7; Barrea: 95.1, 97.1, 99.1; Campli: 95.5, 97.5, 99.5; C. Imperatore: 95.1, 97.1, 99.1; Campotosto: 88.9, 96.1, 98.1; Caramanico: 95.3, 97.3, 99.3; Castel di Sangro: 87.9, 89.9, 91.9; Civita d'Antino: 94.7, 96.7, 98.7; Fano Adriano: 92.7, 96.7, 98.7; Fucino: 94.7, 96.7, 98,7; L'Aquila: 95.9, 97.9, 99.9; Monte Cimarani: 94.1, 96.1, 98.1; Monteferrante: 88.3, 90.3, 99.9; Montereale: 87.8, 90.8, 92.8; Monte S. Cosimo: 95.5, 97.5, 99.5; Montorio al Vomano: 93.7, 95.7, 97.7; Oricola: 95.9, 97.9, 99.9; Pescara: 94.3, 90.3, 98.3; Pescasseroli: 88.3, 96.3, 92.3; Piana di Navelli: 94.7, 96.7, 98.7; Pietra Corniale: 88.1, 90.1, 92.1; Roccaraso: 94.9, 96.9, 98.9; Scanno: 87.9, 89.9, 91.9; Schiavi d'Abruzzo: 95.9, 97.9, 99.9; Sulmona: 89.1, 91.1, 93.1; Teramo: 87.9, 89.9, 91.9; Villa Ruzzi: 95.3, 97.3, 99.3.

Anversa degli Abruzzi **Ao**, Archi **H₁v**, Barrea **Ev**, Campli **Gv**, Campo Imperatore **Do**, Campotosto **Gv**, Caramanico **Go**, Casoli **Do**, Castel di Sangro **Gov**, Castelli **Av**, Civita d' Antono **Gv**, Fano Adriano **Co**, Fucino **Dv**, L'Aquila **Fv**, Lucoli **Ev**, Monte Cimarani **Fo**, Monte della Selva **H₁o**, Monteferrante **Bo**, Monte San Cosimo **Gv**, Montorio al Vomano **Gv**, Oricola **Eo**, Pescara **Fo**, Pescasseroli **Do**, Piana di Navelli **Hv**, Pietra di Corniale **Dv**, Pietragrande **Bo**, Roccaraso **Fo**, Scanno **Hv**, Schiavi d'Abruzzo **Go**, Sulmona **Ev**, Teramo **Dv**, Torricella Peligna **Go**, Vasto **Gv**, Villa Ruzzi **Gv**.

MOLISE

Campobasso: 95.5, 97.5, 99.5; Capracotta: 95.3, 97.3, 99.3; Isernia: 88.5, 94.5, 98.5; Larino: 95.3, 97.3, 99.3; Monte Cervaro: 90.5, 92.3, 96.5; Monte Patalecchia: 92.7, 95.9, 99.9.

Campobasso **Ev**, Capracotta **Eo**, Cercemaggiore **Fv**, Isernia **Gv**, Larino **Dv**, Monte Cervaro **Dv**, Monte Patalecchia **Eo**, Riccia **Eo**, S. Pietro Avellana **Dv**.

CAMPANIA

Agnone: 89.3, 91.3, 93.3; Airola: 94.9, 96.9, 98.9; Benevento: 95.3, 97.3, 99.3; Campagna: 88.3, 90.3, 99.9; Caposele: 94.3, 96.3, 98.3; Fontegreca: 88.1, 90.1, 92.1; Forio d'Ischia: 95.7, 97.7, 99.7; Golfo di Policastro: 88.5, 90.5, 92.5; Golfo di Salerno: 95.1, 97.1, 99.1; Monte di Chiunzi: 94.7, 97.5, 99.9; Monte Faito: 94.1, 96.1, 98.1; Monte Lattani: 94.9, 96.9, 98.9; Monte Vergine: 87.9, 90.3, 92.3; Napoli: 89.3, 91.3, 93.3; Nusco: 94.5, 96.5, 98.5; Padula: 95.5, 97.5, 99.5; Postiglione: 89.1, 91.1, 93.1; S. Agata dei Goti: 88.7, 90.7, 92.7; S. Maria a Vico: 88.3, 90.3, 92.5; Santa Tecla: 88.5, 90.5, 92.5; Teggiano: 94.7, 96.7, 98.7; Tramonti: 87.7, 89.7, 91.7; Valle Telesina: 89.1, 91.1, 93.1.

Agnone **Go**, Airola **Eo**, Acquara **Gv**, Benevento **Go/v**, Campagna **Ho**, Caposele **Hv**, Capri **Fv**, Caserta **Ho**, Fontegreca **Ev**, Forio d'Ischia **Hv**, Golfo di Policastro **Fo**, Golfo di Salerno **Ev**, Gragnano **Gv**, Monte Faito **Bo**, Monte di Chiunzi **Fv**, Monte Sano sulla Marc. **Go**, Monte Vergine **Do**, Napoli Camaldoli **Eo**, Nusco **Fo**, Padula **Dv**, Piaggine **Dv**, Pietraroia **Hv**, Postiglione **Go**, Presenzano **Fv**, Quindici **Go**, Santa Agata dei Goti **Hv**, S. Maria a Vico **Fo**, Santa Tecla **Fo**, Sorrento **Fo**, Teggiano **Fo**, Tramonti **Ho**, Valle Telesina **Ev**, Volturara Irpina **Go**.

PUGLIA

Agromonte Mileo: 87.7, 89.7, 91.7; Anzi: 93.7, 95.7, 97.7; Baragiano: 89.3, Bari: 92.5, 95.9, 97.9; Brindisi: 92.3, 95.1, 99.9; Castro: 89.7, 91.7, 93.7; Lecce: 94.1, 96.1, 98.1; Martina Franca: 89.1, 91.1, 93.1; Monopoli: 94.5, 96.5, 99.3; Monte Caccia: 94.7, 96.7, 98.7; Monte d'Elio: 94.9, 96.9, 98.9, Monte Sambuco: 89.5, 91.5, 93.5; Monte S. Angelo: 88.3, 91.9, 97.3; Salento: 95.5, 97.5, 99.5; S. Maria di Leuca: 88.3, 90.3, 92.3; Vieste: 88.9, 90.9, 92.9.

Bari **Fv**, Castro **Fo**, Martina Franca **Do**, Monopoli **Gv**, Monte Caccia **Ao**, Monte d'Elio **Bv**, Monte Sambuco **Ho**, Palmariggi **Ev**, Salento **Hv**, S. Marco in Lamis **Fv**, S. Maria di Leuca **Eo**, Sannicandro Garg. **Ev**, Vieste **Hv**.

BASILICATA

91.3, 93.3; Brienza: 87.7, 89.7, 91.7; Chiaromonte: 95.9, 97.9, 99.9; Logonegro: 89.7, 91.7, 94.9; Moliterno: 89.5, 91.5, 93.5; M. Macchia Carrara: 95.1, 97.1, 99.1; Pescopagano 91.1, 93.1, 95.1; Pomarico: 88.7, 90.7, 92.7; Potenza: Montocch.: 88.7, 90.7, 92.7: Potenza, Tempa R.: 90.1, 92.1, 93.9; Spinoso: 95.5, 97.5, 99.5; Tempa Candore: 94.5, 96.5, 98.5; Tempa di Volpe: 94.3, 96.3, 98.3; Terranova di Pollino: 94.5, 96.5, 98.5; Tramutola: 88.3, 90.3, 92.3; Trecchina: 95.5, 97.5, 99.5; Tursi: 94.3, 96.3, 98.3; Viggianello: 94.1, 97.4, 99.3.

Agramonte Mileo **Eo**, Anzi **Fv**, Balvano **Fv**, Baragiano **Gv**, Brienza **Go**, Chiaramonte **Ho**, Lagonegro **Ho**, Marsico Nuovo **Fo**, Matera **Ev**, Moliterno **Eo**, Monte Macchia Carrara **Eo**, Pescopagano **Gv**, Potenza **Ho**, Seta di Calvello **Hv**, Spinoso **Gv**, Tempa Candore **Bv**, Tempa di Volpe **Fo**, Terranova del Pollino **Ev**, Tramutola **Ev**, Trecchina **Ev**, Tursi **Fo** Vaglio di Basilicata **Fo**, Vigianello **Fv**.

CALABRIA

Agri: 87.7, 89.7, 99.7; Aieta: 93.5, 96.7, 98.7; C. Spartivento: 95.6, 97.6, 99.7; Casignana: 88.3, 90.3, 92.3; Catanzaro: 94.3, 96.3, 98.3; Chiaravalle Centrale: 88.1, 90.1, 92.1; Crotone: 94.9, 97.9, 99.9; Gambarie: 95.3, 97.3, 99.3; Grisolia: 95.1, 97.1, 99.1; Guardavalle: 94.9, 96.9, 98.9; Lago: 94.1, 96.1, 98.1; Laino Castello: 88.5, 90.5, 92.5; Longobucco: 95.7, 97.7, 99.7; Mammola: 94.7, 96.7, 98.7; Mesoroca: 89.1, 91.1, 93.1; Montebello Ionico: 88.9. 90.9, 92.9; Monte Eremita: 87.9, 89.9, 91.9; Monte Scavo: 88.9, 90.9, 92.9; Monte Scuro: 88.5, 90.5, 92.5; Morano Calabro: 91.3, 93.3, 95.7; Mormanno: 88.1, 90.1, 92.1; Nocera Tirinese: 94.7, 96.7, 98.7; Paterno Calabro: 95.1, 97.1, 99.1; Pazzano: 88.7, 90.7, 92.7; Pizzo: 89.1, 91.1, 93.1; Platì: 89.3, 91.3, 93.3; Roseto Capo Spul.: 94.5, 96.5, 98.5; S. Giovanni in Fiore: 87.7, 89.7, 92.1; S. Marco Argentano: 94.9, 96.9, 98.9; Sellia: 93.7, 96.9, 98.9; Serra San Bruno: 87.7, 89.5, 91.5; Solleria: 89.1, 91.1, 93.1; Stalletti: 91.2, 93.3, 99.9; Valle Crati: 93.5, 95.5, 97.5; Vibo Valentia: 95.7, 97.7, 99.7.

Acri **Hv**, Aieta **Dv**, Bagnara Calabra **Fv**, Capo Spartivento **Ho**, Casignana **Fv**, Catanzaro **Fv**, Chiaravalle Centrale **Ev**, Conflenti **Fo**, Crotone **Bv**, Gambarie **Do**, Grisolia **Gv**, Guardavalle **Go**, Lago **Fv**, Laino Castello **Hv**, Longobucco **Gv**, Mammola **Bo**, Mesoraca **Gv**, Montebello Ionico **Bo**, Monte Eremita **Ho**, Monte Scavo **Av**, Monte Scuro **Go**, Morano Calabro **Eo**, Mormanno **Eo**, Nocera Tirinese **Fo**, Oriolo Calabro **Eo**, Paterno Calabro **Av**, Pazzano **Dv**, Pizzo **Hv**, Plati **Dv**, Roseto Capo Spulico **Fv**, S. Giovanni in Fiore **Ev**, S. Marco Argentano **Ho**, Scilla **Bv**, Sellia **Gv**, Serra S. Bruno **Hv**, Solleria **Dv**, Staletti **Co**, Valle Grati **Ev**, Vibo Valentia **Ho**.

SICILIA

Agrigento: 88.1, 90.1, 92.1; Alcamo: 90.1, 92.1, 94.3; Belvedere di Sirac.: 89.3, 91.3, 93.3; Borgetto: 95.5, 97.5, 99.5; Capo d'Orlando: 88.9, 90.9, 92.9; Castelbuono: 88.9, 90.9, 92.9; Castello di Erice: 88.1, 90.1, 92.1; Castiglione di Sicilia: 95.7, 97.7, 99.7; Cinisi: 87.7, 97.7, 99.7; Corleone: 95.3, 97.3, 99.3; Fondachello: 95.1, 97.1, 99.1; Galati Mamertino: 95.7, 97.7, 99.7; Ispica: 89.5, 91.5, 93.5; Lampedusa: 88.1, 90.1, 92.1; Mistretta: 89.3, 91.3, 93.3; Modica: 90.1, 92.1, 94.3; Monte Cammarata: 91.1, 95.9,

99.9; Monte Lauro: 94.7, 96.7, 98.7; Monte Soro: 88.9, 91.9, 93.9; Nicosia: 95.3, 97.4, 99.4; Noto: 88.5, 90.5, 92.5; Novara di Sicilia: 88.5, 90.5, 92.5; Palermo: 94.9, 96.9, 98.9; Pantelleria: 88.9, 92.3, 94.3; Piraino: 89,5, 91.5, 93.5; Punta Raisi: 88.7, 90.7, 92.7; S. Maria del Bosco: 90.3, 92.3, 94.6; S. Stefano Quisq.: 89.5, 91.5, 93.5; Sinacra: 88.5, 90.5, 92.5; Tortorici: 87.9, 96.5, 98.5; Trapani Erice: 88.5, 90.5, 92.5.

Agrigento **Do**, Alcamo **Ev**, Belmonte Mezzagno **Fo**, Belvedere di Siracusa **Go**, Borgetto **Go**, Canicattì **Go**, Capo d'Orlando **Fo**, Carinni **Fv**, Castelbuono **Fo**, Castello di Erice **Fo**, Castiglione di Sicilia **Gv**, Cinisi **Gv**, Corleone **Gv**, Fondachello **Hv**, Galati Mamertino **Co**, Ispica **Dv**, Lampedusa **Go**, Lipari **Hv**, Mezzoluso **Go**, Mistretta **Dv**, Modica **Do**, Monreale **Dv**, Monte Cammarata **Ao**, Monte Lauro **Fo**, Monte Pellegrino **Ho**, Monte Soro **Eo**, Nicosia **Hv**, Noto **Bo**, Novara di Sicilia **Fo**, Pantelleria **Gv**, Piraino **Dv**, Porto Empedocle **Eo**, Punta Raisi **Dv**, Roccella Val d'Emona **Bo**, Sinagra **Fv**, S. Lucia del Mela **Co**, S. Maria del Bosco **Dv**, S. Pier Niceto **Av**, S. Stefano Quisquina **Ho**, Scicli **Hv**, Termini Imerese **Ev**, Tortorici **Gv**, Trapani **Hv**.

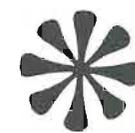
Sardegna - Alghero: 89.7, 96.3, 98.7; Arsana 89.9, 96.9, 99.6; Gavoi: 92.4, 95.8, 99.9; Iglesias: 95.1, 97.1, 99.1; Marmilla: 89.7, 91.7, 93.7; Monte Limbara: 88.9, 95.3, 99.3; Monte Ortobene: 88.1, 90.3, 96.5; Monte Serpeddì: 90.7, 92.7, 96.3; Narcao: 88.5, 90.5, 92.5; Nule: 94.1, 96.1, 98.1; Ogliastra: 89.3, 94.3, 98.3; P. Badde Urbara: 91.3, 93.3, 97.3; S. Antioco: 95.5, 97.7, 99.5; Sarrabus: 89.3, 91.5, 93.9; Sassari: 88.4, 90.3, 94.5; Siniscola: 92.9, 94.9, 99.9; Tertenia: 88.1, 95.1, 97.1; Teulada: 89.7, 92.1, 94.1.

Alghero **Hv**, Arbus **Ho**, Arsana **Hv**, Bitti **Eo**, Cagliari **Hv**, Campu Spina **Fo**, Castelsardo **Ev**, Cuglieri **Gv**, Desulo **Fo**, Fluminimaggiore **Hv**, Gairo **Hv**, Gavoi **Gv**, Gonnessa **Ev**, Luogosanto **Ev**, Iglesias **Eo**, Marmilla **Ev**, Monte Limbara **Ho**, Monte Ortobene **Fv**, Monte Serpeddì **Go**, Narcao **Eo**, Nule **Go**, Ogliastra **Eov**, Orosei **Ho**, Ozieri **Ev**, P. Badde Urbara **Do**, S. Antioco **Hv**, Sarrabus **Dv**, Sassari **Fo**, Sennori **Hv**, Seui **Ev**, Siniscola **Hv**, Tertenia **Fv**, Teulada **Eo**.

FREQUENZE DEI CANALI TV 2° PROGRAMMA (in MHz)

21: 470-477; 22: 478-485; 23: 486.493; 24: 494-501; 25: 502-509; 26: 510-517; 27: 518-525; 28: 526-533; 29: 534-541; 30: 542-549; 31: 550-557; 32: 558-565; 33: 566-573; 34: 574-581; 35: 582-589; 36: 590-597; 37: 598.605.

STAZIONI DEL 2° PROGRAMMA TV

Acquiterme **21v**; Agrigento **27o**; Airuno **27o**; Alghero **35v**; Aosta **27o**; Ascoli Piceno **23o**; Benevento **33o**; Bertinoro **30o**; Bologna **28o**; Cagliari Capoterra **28v**; Caltanissetta **26o**; Canicattì **25o**; Carrara **21o**; Caserta **21o**; Catania **28o**; Catanzaro **30o**; Cima Penegal **27o**; Col de Courtil **34o**; Col Visentin **34o**; Como **29o**; Cortina d'Ampezzo **29o**; Fabriano **23o**; Firenze **29o**; Fiuggi **25o**; Forio d'Ischia **33o**; Gambarie **26v**; Genova Righi **37o**; Gorizia **24v**; Iglesias **33v**; Imperia **26o**; L'Aquila **24o**; La Spezia **31ov**; Lecco **34o**; Macerata **29o**; Martina Franca **32o**; Massa San Carlo **23o**; Messina **29o**; Milano **26o**; Monte Argentario **24v**; Monte Beigua **32o**; M. Caccia **25o**; M. Cammarata **34o**; M. Calvario **23v**; M. Cimarani **22o**; M. Conero **26o**; M. Faito **23vo**; M. Favone **29o**; M. Lauro **24o**; M. Limbara **32o**; M. Luco **23o**; M. Nerone **33o**; M. Ortobene **25v**; M. Peglia **31o**; M. Pellegrino **27vo**; M. Penice **23o**; M. Sambuo **27o**; M. San Cosimo **25o**; M. Scavo **33o**; M. Scuro **28o**; M. Serpeddi **30o**; M. Serra **27o**; M. Soro **32o**; M. Venda **25o**; M. Vergine **31o**; Napoli Camaldoli **26v**; Paganella **21o**; Pesaro **24o**; Pescara **30v**; Pietra Corniale **32o**; Plose **34o**; Polcevera **22o**; Portofino **29o**; Potenza **33o**; Potenza Montocchio **30o**; Predonico **30o**; Punta Badde Urbara **27o**; Roma **28o**; Rovereto **29o**; Saint Vincent **31o**; Salerno **33o**; Salsomaggiore **22o**; Sanremo Bignone **34o**; Sassari **30v**; Savona **28v**; Sondrio **30o**; Sorrento **32v**; Teramo **33v**; Terminillo **27o**; Terni **34o**; Torino **30o**; Trapani Erice **31ov**; Trieste **31o**; Trieste Muggia **28v**; Udine **22o**; Velletri **26o**; Verona **22v**; Vicenza **21o**.

BRIMAR

VALVE DATA

Current and Maintenance Commercial Types

FOR KEY TO SYMBOLS AND ABBREVIATIONS PLEASE SEE PAGE 3

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	µ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
0A2	B7G	1	Voltage Regulator	—	—	150*	—	—	5 to 30	—	—	—	—	—
0A3	I.O.	2	Voltage Regulator	—	—	75*	—	—	5 to 40	—	—	—	—	—
0B2	B7G	1	Voltage Regulator	—	—	108*	—	—	5 to 30	—	—	—	—	—
0C3	I.O.	2	Voltage Regulator	—	—	105*	—	—	5 to 40	—	—	—	—	—
0D3	I.O.	2	Voltage Regulator	—	—	150*	—	—	5 to 40	—	—	—	—	—
1AB6	B7G	3	Battery Heptode F.C.	1·4	0·025	85	68	—	0·6	—	0·3†	—	—	—
1AC6	B7G	3	Battery Heptode F.C.	1·4	0·05	85	60	—	0·7	—	0·325†	—	—	—
1AH5	B7G	4	Battery Diode A.F. Pentode	1·4	0·025	67·5	67·5	1·5	0·17	—	0·17	—	—	—
1AJ4	B7G	5	Battery H.F. Pentode	1·4	0·025	85	64	—	1·65	—	0·85	—	—	—
1L4	B7G	6	Battery H.F. Pentode	1·4	0·05	90	67·5	0	3·7	—	1·0	—	—	—
1R5	B7G	7	Battery Heptode F.C.	1·4	0·05	90	67·5	—	1·6	—	0·3†	—	—	—
1S2	B9A	8	High Voltage Rectifier	1·4	0·55	P.I.V.max.=22 kV		Iout(max.)=0·8 mA						
1S2A	B9A	8	High Voltage Rectifier	1·4	0·55	P.I.V.max.=22 kV		Iout(max.)=0·8 mA		For use in high humidity				
1S4	B7G	9	Battery Beam Tetrode	1·4	0·1	90	67·5	7·0	—	—	1·58	8·0	—	0·27
1S5	B7G	10	Battery Diode Pentode	1·4	0·05	67·5	67·5	—	1·6	—	0·625	—	—	—
1T4	B7G	6	Battery Variable-mu Pentode	1·4	0·05	90	67·5	0	3·5	—	0·9	—	—	—
3C4	B7G	11	Battery Output Pentode	1·4‡	0·05‡	85	85	5·2	5·0	—	1·4	13	—	0·2
3S4	B7G	12	Battery A.F. Beam Tetrode	1·4§	0·1§	90	67·5	7·0	7·4	—	1·58	8·0	—	0·27
3V4	B7G	11	Battery A.F. Beam Tetrode	1·4§	0·1§	90	90	4·5	7·7	—	2·0	10	—	0·24
4CM4	B9A	13	U.H.F. Triode Mixer	3·8	0·3	175	—	1·5	12	68	14	—	—	—
4DL4	B9A	14	U.H.F. Triode Amplifier	3·8	0·3	160	—	1·25	12·5	65	13·5	—	—	—
4FY5	B9A	15	V.H.F. Triode Amplifier	4·5	0·3	135	—	1·0	11	65	13	—	—	—
5AR4	I.O.	16	Full-wave Rectifier	5·0	1·9	Va(r.m.s.)max.=2×550 V			Iout(max.)=250 mA					
5R4GY	I.O.	17	Full-wave Rectifier	5·0	2·0	Va(r.m.s.)max.=2×750 V			Iout(max.)=250 mA					

*Operating Anode Voltage †Conversion Conductance ‡Alternative Connections 2·8 V, 0·025 A §Alternative Connections 2·8 V, 0·05 A

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
5U4G	I.O.	1	Full-wave Rectifier	5·0	3·0	Va(r.m.s.)max.=2×450 V			Iout(max.)=225 mA					
5V4G	I.O.	2	Full-wave Rectifier	5·0	2·0	Va(r.m.s.)max.=2×375 V			Iout(max.)=175 mA					
5Y3GT	I.O.	1	Full-wave Rectifier	5·0	2·0	Va(r.m.s.)max.=2×350 V			Iout(max.)=125 mA					
5Z4G	I.O.	2	Full-wave Rectifier	5·0	2·0	Va(r.m.s.)max.=2×350 V			Iout(max.)=125 mA					
6A8G	I.O.	3	H.F. Frequency Changer	6·3	0·3	250	100	3·35	3·5	—	0·55*	—	300	—
6AB8	B9A	4	Triode A.F. Output Pentode	6·3	0·3	(p)200	200	8·0	17·5	—	3·3	11	—	1·4
						(t)100	—	2·3	4·0	17·5	1·4	—	—	—
6AF4A	B7G	5	U.H.F. Oscillator	6·3	0·225	100	—	—	20	16	7·5	—	150	—
6AJ8	B9A	6	H.F. Triode Heptode F.C.	6·3	0·3	(h)250	100	2·0	6·5	—	2·4	—	—	—
						(t)100	—	1·0	10	19	3·2	—	—	—
6AK5	B7G	7	V.H.F. Pentode	6·3	0·175	180	120	—	7·7	—	5·1	—	180	—
6AK6	B7G	8	A.F. Power Pentode	6·3	0·15	180	180	9·0	15	—	2·3	10	520	1·1
AK8	B9A	9	Triple Diode A.F. Triode	6·3	0·45	(t)100	—	1·0	0·8	70	1·45	—	—	—
6AL3	B9A	27	Efficiency Diode	6·3	1·55	P.I.V.(pulse)=6·6 kV			Iout(max.)=220 mA					
6AL5	B7G	10	Double Diode	6·3	0·3	Va(r.m.s.)max.=2×150 V			Iout(max.)=2×9·0 mA					
6AM4	B9A	11	U.H.F. Amplifier or Mixer	6·3	0·225	200	—	—	10	85	9·8	—	100	—
6AM5	B7G	12	A.F. Power Pentode	6·3	0·2	250	250	13·5	—	—	2·6	16	680	1·4
6AM6	B7G	13	H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	2·0	10	—	7·5	—	160	—
6AQ4	B7G	14	V.H.F. Triode	6·3	0·3	250	—	1·5	10	90	8·5	—	—	—
6AQ5	B7G	15	A.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·45	250	250	12·5	45	—	4·1	5·0	240	4·5
6AQ8	B9A	16	V.H.F. Double Triode	6·3	0·435	230	—	2·0	10	58	6·0	—	—	—
6AT6	B7G	17	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·3	250	—	3·0	1·0	70	1·2	—	—	—
6AU6	B7G	18	H.F. Pentode	6·3	0·3	250	150	1·0	10·8	—	5·2	—	68	—
6AV6	B7G	17	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·3	250	—	2·0	—	100	1·6	—	—	—
6BA6	B7G	18	Variable-mu H.F. Pentode	6·3	0·3	250	100	1·0	11	—	4·4	—	68	—
6BE6	B7G	19	H.F. Heptode Frequency Changer	6·3	0·3	250	100	—	3·0	—	0·475*	—	—	—
6BH6	B7G	20	H.F. Pentode	6·3	0·15	250	150	1·0	7·4	—	4·6	—	100	—
6BJ6	B7G	20	Variable-mu H.F. Pentode	6·3	0·15	250	100	1·0	9·2	—	3·8	—	82	—
6BL8	B9A	21	V.H.F. Triode Pentode F.C.	6·3	0·45	(p)170	170	2·0	10	—	6·2	—	—	—
						(t)100	—	2·0	14	20	5·0	—	—	—
6BM8	B9A	22	A.F. Triode Pentode	6·3	0·78	(p)170	170	11·5	41	—	7·5	3·9	—	3·3
						(t)100	—	0	3·5	70	2·5	—	—	—
6BQ5	B9A	23	A.F. Output Pentode	6·3	0·76	250	250	7·3	48	—	11·3	5·2	140	5·7
6BQ7A	B9A	16	V.H.F. Double Triode	6·3	0·4	150	—	—	9·0	39	6·4	—	220	—
6BR7	B9A	24	Low Noise A.F. Pentode	6·3	0·15	250	100	3·0	2·1	—	1·25	—	—	—
6BR8	B9A	25	A.F. Triode Pentode	6·3	0·45	(p)170	110	—	9·5	—	5·25	—	80	—
						(t)150	—	—	18	40	8·5	—	56	—
6BS7	B9A	26	Low Microphony A.F. Pentode	6·3	0·15	250	100	3·0	2·1	—	1·25	—	1100	—

*Conversion Conductance

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
6BW6	B9A	1	V.H.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·45	250	250	—	47	—	4·1	5·0	240	4·5
6BW7	B9A	2	V.H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	—	9·5	—	8·5	—	180	—
6BX6	B9A	2	V.H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	—	10	—	6·8	—	—	—
6BY7	B9A	2	Variable-mu H.F. Pentode	6·3	0·3	250	100	2·0	10	—	6·0	—	—	—
6C4	B7G	3	H.F. Power Triode	6·3	0·15	250	—	8·5	10·5	17	2·2	—	—	—
6CA4	B9A	4	Full-wave Rectifier	6·3	1·0		Va(r.m.s.)max.=2×350 V			Iout(max.)=150 mA				
6CD6G	I.O.	5	Line Output Tetrode	6·3	2·5	200	150	30	64	—	6·7	—	—	—
6CH6	B9A	1	Video Output Tetrode	6·3	0·75	250	250	4·5	40	—	11	—	—	—
6CL6	B9A	6	Power Pentode	6·3	0·65	250	150	3·0	30	—	11	7·5	—	2·8
6CM4	B9A	7	U.H.F. Triode Mixer	6·3	0·175	175	—	1·5	12	68	14	—	—	—
6CV7	B8A	8	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·23	250	—	3·0	—	70	1·3	—	—	—
6CW7	B9A	9	V.H.F. Double Triode	6·3	0·335	90	—	1·5	12	24	6·0	—	—	—
6DA5	B9A	10	Tuning Indicator	6·3	0·3	250	250*	1/10·5	—	—	—	—	—	—
6DJ8	B9A	11	V.H.F. Double Triode	6·3	0·365	90	—	1·2	15	33	12·5	—	—	—
6DL4	B9A	12	U.H.F. Triode Amplifier	6·3	0·165	160	—	1·25	12·5	65	13·5	—	—	—
6EH7	B9A	2	Variable-mu H.F. Pentode	6·3	0·3	200	90	2·0	12	—	12·5	—	—	—
6EJ7	B9A	2	H.F. Pentode	6·3	0·3	200	200	2·5	10	—	15	—	180	—
6FG6	B9A	13	Tuning Indicator	6·3	0·21	250	250*	22	1·0*	—	—	—	—	—
6GA8	B9A	11	General Purpose Double Triode	6·3	0·3	200	—	7·7	10	18	3·4	—	—	—
6GV7	B9A	14	V.H.F. Triode Pentode	6·3	0·35	(p)125 (t)100	125 —	1·5 3·0	10 14	— 17	11 5·5	—	—	—
6GV8	B9A	15	Triode Field Output Pentode	6·3	0·9	(p)170 (t)100	170 —	15 0·8	41 5·0	— 50	7·5 6·5	—	—	—
6GW8	B9A	16	A.F. Triode Output Pentode	6·3	0·7	(p)250 (t)250	250 —	7·0 1·9	36 1·2	— 100	10 1·6	5·9 —	—	4·3 —
6H6GT	I.O.	17	Double Diode	6·3	0·3		Va(r.m.s.)max.=2×117 V			Iout(max.)=8 mA				
6HG8	B9A	18	V.H.F. Frequency Changer	6·3	0·34	(p)190 (t)100	190 —	— 3	8·5 14	— 17	4·5† 6·0	—	—	—
6JX8	B9A	20	H.F. Triode Heptode	6·3	0·3	(h)135 (t) 50	14 —	0 0	1·7 3·0	— 50	2·2 3·7	—	—	—
6L6G	I.O.	23	A.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·9	250	250	14	72	—	6·0	2·5	170	6·5
6L6GA	I.O.	23	A.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·9	250	250	14	72	—	6·0	2·5	170	6·5
6S2	B9A	24	High Voltage Rectifier	6·3	0·09		P.I.V.max.=22 kV		Iout(max.)=0·8 mA					

*Target Electrode †Conversion Conductance

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
6S2A	B9A	1	High Voltage Rectifier	6·3	0·09		P.I.V.max.=22 kV		Iout(max.)=0·8 mA For use in high humidity					
6SL7GT	I.O.	2	A.F. Double Triode	6·3	0·3	250	—	2·0	2·3	70	1·6	—	—	—
6SN7GT	I.O.	2	A.F. Double Triode	6·3	0·6	250	—	8·0	9·0	20	2·6	—	—	—
6U5G	I.O.	3	Tuning Indicator	6·3	0·3	250	—	22	0·24	—	—	—	—	—
6U8	B9A	4	V.H.F. Triode Pentode F.C.	6·3	0·45	(p)250 (t)150	110 —	— —	10 18	— 40	5·2 8·5	— —	68 56	— —
6V4	B9A	5	Full-wave Rectifier	6·3	0·6		Va(r.m.s.)max.=2×350 V			Iout(max.)=90 mA				
6V6GT	I.O.	6	A.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·45	250	250	12·5	45	—	4·1	5·0	240	4·5
6X4	B7G	7	Full-wave Rectifier	6·3	0·6		Va(r.m.s.)max.=2×325 V			Iout(max.)=70 mA				
6X5GT	I.O.	8	Full-wave Rectifier	6·3	0·6		Va(r.m.s.)max.=2×325 V			Iout(max.)=70 mA				
7AN7	B9A	9	V.H.F. Double Triode	7·0	0·3	90	—	1·5	12	24	6·0	—	—	—
7DJ8	B9A	10	V.H.F. Double Triode	7·0	0·3	90	—	1·3	15	33	12·5	—	—	—
7ES8	B9A	10	V.H.F. Double Triode	7·6	0·3	90	—	1·4	15	34	12·5	—	—	—
7FC7	B9A	9	V.H.F. Double Triode	7·5	0·3	90	—	1·2	15	36	12·3	—	—	—
7GV7	B9A	11	V.H.F. Triode Pentrode F.C.	7·4	0·3	(p)125 (t)100	125 —	1·5 3·0	10 14	— 17	11 5·5	— —	— —	— —
8D3	B7G	12	H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	2·0	10	—	7·5	—	160	—
8HG8	B9A	13	V.H.F. Triode Pentode F.C.	8·0	0·3	(p)170 (t)100	150 —	1·2 3·0	10 14	— 17	12 5·5	— —	— —	— —
9A8	B9A	4	V.H.F. Triode Pentode F.C.	9·0	0·3	(p)170 (t)100	170 —	2·0 2·0	10 14	— —	6·2 5·0	— —	— —	— —
9AQ8	B9A	10	V.H.F. Double Triode	9·0	0·3	200	—	2·1	10	48	5·8	—	—	—
9U8	B9A	4	V.H.F. Triode Pentode F.C.	9·5	0·3	(p)250 (t)150	110 —	— —	10 18	— 40	5·2 8·5	— —	68 56	— —
12AC6	B7G	14	Variable-mu H.F. Pentode	12·6	0·15	12·6	12·6	0	0·55	—	0·73	—	—	—
12AD6	B7G	15	H.F. Heptode F.C.	12·6	0·15	12·6	12·6	0	—	—	0·26†	—	—	—
12AE6	B7G	16	Double Diode A.F. Triode	12·6	0·15	12·6	—	0	0·75	15	1·0	—	—	—
12AH8	B9A	17	Triode Heptode F.C.	6·3*	0·3*	(h)250 (t)100	100 —	3·0 —	2·6 5·7	— —	0·55† —	— —	200	— —
12AT6	B7G	16	Double Diode A.F. Triode	12·6	0·15	250	—	3·0	1·0	70	1·2	—	—	—
12AT7	B9A	18	V.H.F. Double Triode	6·3*	0·3*	250	—	2·0	10	55	5·5	—	—	—
12AU6	B7G	14	H.F. Pentode	12·6	0·15	250	150	1·0	10·8	—	5·2	—	68	—
12AU7	B9A	18	A.F. Double Triode	6·3*	0·3*	250	—	8·5	10·5	17	2·2	—	—	—
12AV6	B7G	16	Double Diode A.F. Triode	12·6	0·15	250	—	2·0	—	100	1·6	—	—	—
12AX7	B9A	18	A.F. Double Triode	6·3*	0·3*	250	—	2·0	1·2	100	1·6	—	—	—
12BA6	B7G	14	Variable-mu H.F. Pentode	12·6	0·15	250	100	1·0	11	—	4·4	—	68	—
12BE6	B7G	15	H.F. Heptode F.C.	12·6	0·15	250	100	—	3·0	—	0·475†	—	—	—
12BH7	B9A	18	A.F. Double Triode	6·3‡	0·6‡	250	—	10·5	11·5	17	3·1	—	—	—
12BL6	B7G	14	Variable-mu H.F. Pentode	12·6	0·15	12·6	12·6	0	1·4	—	1·35	—	—	—

*Alternative Connections 12·6 V, 0·15 A †Conversion Conductance ‡Alternative Connections 12·6 V, 0·3 A

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
12K5	B7G	1	A.F. Driver Tetrode	12·6	0·45	12·6	−2·0	+12·6*	8·0	5·6	7·0	0·8	—	0·035
12K7GT	I.O.	2	Variable-mu H.F. Pentode	12·6	0·15	250	125	3·0	10·5	—	1·65	—	220	—
12Q7GT	I.O.	3	Double Diode A.F. Triode	12·6	0·15	250	—	3·0	1·0	70	1·2	—	—	—
13D3	B9A	4	A.F. Double Triode	6·3†	0·6†	250	—	4·6	6·0	32	2·3	—	—	—
13D8	B9A	4	A.F. Double Triode	6·3‡	0·3‡	250	—	8·5	10·5	17	2·2	—	—	—
15A6	B9A	5	Video Output Pentode	15	0·3	200	200	3·5	36	—	10	—	—	—
15CW5	B9A	6	Field Output Pentode	15	0·3	170	170	12·5	70	—	10	—	—	—
15DQ8	B9A	7	Triode Video Output Pentode	15	0·3	(p)170	170	2·1	18	—	11	—	—	—
						(t)200	—	1·7	3·0	65	4·0	—	—	—
16A5	B9A	6	A.F. Output Pentode	16·5	0·3	170	170	10·4	53	—	9·0	3·0	—	4·0
16A8	B9A	8	A.F. Triode Output Pentode	16	0·3	(p)170	170	11·5	41	—	6·8	3·9	—	3·3
						(t)100	—	0	3·5	70	2·5	—	—	—
17Z3	B9A	9	Efficiency Diode	17	0·3	P.I.V.(max.)pulse=4·5 kV			Iout(max.)=150 mA			—	—	—
18GV8	B9A	11	Triode Field Output Pentode	18	0·3	(p)170	170	15	41	—	7·5	—	—	—
						(t)100	—	0	10	50	5·5	—	—	—
19D8	B9A	12	H.F. Triode Heptode F.C.	19	0·1	(h)170	102	2·2	6·2	—	2·3	—	—	—
						(t)100	—	1·0	10	19	3·2			
19Y3	B9A	13	Rectifier	19	0·3	Va(r.m.s.)max.=250 V			Iout(max.)=180 mA			—	—	—
21A6	B9A	14	Line Output Pentode	21·5	0·3	200	200	28	40	—	6·0	—	—	—
25A6G	I.O.	15	Power Pentode	25	0·3	160	120	18	33	—	2·4	5·0	440	2·2
25E5	I.O.	16	Line Output Pentode	25	0·3	7000§	—	Ik(max.)=200 mA						
27GB5	B9D	17	Line Output Pentode	27	0·3	75	200	10	440	—	—	—	—	—
30AE3	B9A	9	Efficiency Diode	30	0·3	P.I.V.(pulse)=6·6 kV,			Iout(max.)=220 mA					
35L6GT	I.O.	18	Output Beam Tetrode	35	0·15	200	110	8·0	41	—	5·9	4·5	185	3·3
35W4	B7G	19	Rectifier	35	0·15	Va(r.m.s.)max.=117 V			Iout(max.)=100 mA					
38A3	B9A	13	Half-wave Rectifier	38	0·1	Va(r.m.s.)max.=250 V			Iout(max.)=110 mA					
45B5	B9A	6	A.F. Output Pentode	45	0·1	170	170	12·5	70	—	10	2·4	170	5·6
50BM8	B9A	8	Triode A.F. Output Pentode	50	0·1	(p)170	170	11·5	41	—	7·5	3·9	—	3·3
						(t)100	—	0	3·5	70	2·5	—	—	—
5763	B9A	20	V.H.F. Beam Power Amplifier	6·0	0·75	250	250	7·25	45	—	7·0	—	—	—
6080	I.O.	21	Double Triode Series Regulator	6·3	2·5	100	—	—	100	2·0	6·5	—	300	—
6146	I.O.	22	H.F. Power Tetrode	6·3	1·25	200	200	29·5	100	—	7·0	—	—	—
6267	B9A	23	A.F. Pentode	6·3	0·2	250	140	2·0	3·0	—	2·0	—	—	—
7558	B9A	24	Power Pentode	6·3	0·8	250	250	18	40	—	5·3	—	—	—

*Space charge grid voltage †Alternative connections 12·6 V, 0·3 A ‡Alternative Connections 12·6 V, 0·15 A §Maximum Peak Value

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
DAF91	B7G	1	Battery Diode A.F. Pentode	1·4	0·05	67·5	67·5	—	1·6	—	0·625	—	—	—
DAF96	B7G	2	Battery Diode A.F. Pentode	1·4	0·025	67·5	67·5	1·5	0·17	—	0·17	—	—	—
DF91	B7G	3	Battery vari-mu H.F. Pentode	1·4	00·5	90	67·5	0	3·5	—	0·9	—	—	—
DF92	B7G	3	Battery H.F. Pentode	1·4	0·05	90	67·5	0	3·7	—	1·0	—	—	—
DF96	B7G	4	Battery H.F. Pentode	1·4	0·025	85	64	—	1·65	—	0·85	—	—	—
DK91	B7G	5	Battery H.F. Heptode F.C.	1·4	0·05	90	67·5	—	1·6	—	0·3*	—	—	—
DK92	B7G	6	Battery H.F. Heptode F.C.	1·4	0·05	85	60	—	0·7	—	0·325*	—	—	—
DK96	B7G	6	Battery H.F. Heptode F.C.	1·4	0·025	85	68	—	0·6	—	0·3*	—	—	—
DL92	B7G	7	Battery A.F. Beam Tetrode	1·4†	0·1†	90	67·5	7·0	7·4	—	1·58	8·0	—	0·27
DL94	B7G	8	Battery A.F. Beam Tetrode	1·4†	0·1†	90	90	4·5	7·7	—	2·0	10	—	0·24
DL96	B7G	8	Battery A.F. Output Pentode	1·4‡	0·05‡	85	85	5·2	5·0	—	1·4	13	—	0·2
DM70	B8D/F	9	Tuning Indicator	1·4	0·025	60	—	0	0·12	—	—	—	—	—
DY86	B9A	10	High Voltage Rectifier	1·4	0·55		P.I.V.max.=22 kV		Iout(max.)=0·8 mA					
DY87	B9A	10	High Voltage Rectifier	1·4	0·55		P.I.V.max.=22 kV		Iout(max.)=0·8 mA. For use in high humidity					
EA50	B3G	11	Television Diode	6·3	0·15		P.I.V.max.=350 V		Ia (av) max.=5·0 mA					
EAA91	B7G	12	Double Diode	6·3	0·3		Va(r.m.s.)max.=2× 150 V			Iout(max.)=2×9·0 mA				
EABC80	B9A	13	Triple Diode A.F. Triode	6·3	0·45	100	—	1·0	0·8	70	1·45	—	—	—
EB91	B7G	12	Double Diode	6·3	0·3		Va(r.m.s.)max.=2× 150 V			Iout(max.)=2×9·0 mA				
EBC41	B8A	14	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·23	250	—	3·0	—	70	1·3	—	—	—
EBC81	B9A	15	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·23	250	—	3·0	—	70	1·2	—	—	—
EBC90	B7G	16	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·3	250	—	3·0	1·0	70	1·2	—	—	—
EBC91	B7G	16	Double Diode A.F. Triode	6·3	0·3	250	—	2·0	—	100	1·6	—	—	—
EC86	B9A	17	U.H.F. Triode Mixer	6·3	0·175	175	—	1·5	12	68	14	—	—	—
EC88	B9A	18	U.H.F. Triode Amplifier	6·3	0·165	160	—	1·25	12·5	65	13·5	—	—	—
EC90	B7G	19	H.F. Power Triode	6·3	0·15	250	—	8·5	10·5	17	2·2	—	—	—
ECC81	B9A	20	V.H.F. Double Triode	6·3§	0·3§	250	—	2·0	10	55	5·5	—	—	—
ECC82	B9A	20	A.F. Double Triode	6·3§	0·3§	250	—	8·5	10·5	17	2·2	—	—	—
ECC83	B9A	20	A.F. Double Triode	6·3§	0·3§	250	—	2·0	1·2	100	1·6	—	—	—
ECC84	B9A	21	V.H.F. Double Triode	6·3	0·335	90	—	1·5	12	24	6·0	—	—	—
ECC85	B9A	22	V.H.F. Double Triode	6·3	0·435	230	—	2·0	10	58	6·0	—	—	—
ECC88	B9A	22	V.H.F. Double Triode	6·3	0·365	90	—	1·2	15	33	12·5	—	—	—
ECC89	B9A	21	V.H.F. Double Triode	6·3	0·34	90	—	1·2	15	36	12·3	—	—	—
ECC189	B9A	22	V.H.F Double Triode	6·3	0·365	90	—	1·4	15	34	12·5	—	—	—
ECC804	B9A	22	General Purpose Double Triode	6·3	0·3	200	—	7·7	10	18	3·4	—	—	—
ECC807	B9A	23	A.F. Double Triode	6·3	0·3	250	—	1·5	1·35	140	2·4	—	—	—
ECF80	B9A	24	V.H.F. Triode Pentode F.C.	6·3	0·43	(p)170	170	2·0	10	—	6·2	—	—	—
						(t)100	—	2·0	14	20	5·0	—	—	—
ECF82	B9A	24	V.H.F. Triode Pentode F.C.	6·3	0·45	(p)250	110	—	10	—	5·2	—	68	—
						(t)150	—	—	18	40	8·5	—	56	—
ECF86	B9A	25	V.H.F. Triode Pentode	6·3	0·34	(p)190	190	—	8·5	—	4·5*	—	—	—
						(t)100	—	3·0	14	17	6·0	—	—	—

*Conversion Conductance †Alternative Connections 2·8 V, 0·05 A ‡Alternative Connections 2·8 V, 0·025 A §Alternative Connections 12·6 V, 0·15 A

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g1} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
ECF804	B9A	1	Triode Pentode	6·3	0·45	(p)150	150	2·0	7·0	—	11	—	—	—
						(t)150	—	1·5	13·5	38	7·2	—	—	—
ECF805	B9A	2	V.H.F. Triode Pentode	6·3	0·35	(p)125	125	1·5	10	—	11	—	—	—
						(t)100	—	3·0	14	17	5·5	—	—	—
ECH81	B9A	3	H.F. Triode Heptode F.C.	6·3	0·3	(h)250	100	2·0	6·5	—	2·4	—	—	—
						(t)100	—	1·0	10	19	3·2	—	—	—
ECH84	B9A	4	H.F. Triode Heptode	6·3	0·3	(h)135	14	0	1·7	—	2·2	—	—	—
						(t) 50	—	0	3·0	50	3·7	—	—	—
ECL80	B9A	5	A.F. Triode Output Pentode	6·3	0·3	(p)200	200	8·0	17·5	—	3·3	11	—	1·4
						(t)100	—	2·3	4·0	17·5	1·4	—	—	—
ECL82	B9A	6	A.F. Triode Pentode	6·3	0·78	(p)170	170	11·5	41	—	7·5	3·9	—	3·3
						(t)100	—	0	3·5	70	2·5	—	—	—
ECL84	B9A	7	Triode Video Output Pentode	6·3	0·72	(p)170	170	2·1	18	—	11	—	—	—
						(t)200	—	1·7	3·0	65	4·0	—	—	—
ECL85	B9A	8	Triode Field Output Pentode	6·3	0·9	(p)170	170	15	41	—	7·5	—	—	—
						(t)100	—	0·8	5·0	50	6·5	—	—	—
ECL86	B9A	9	A.F. Triode Output Pentode	6·3	0·7	(p)250	250	7·0	36	—	10	5·9	—	4·3
						(t)250	—	1·9	1·2	100	1·6	—	—	—
EF80	B9A	10	V.H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	—	10	—	6·8	—	—	—
EF85	B9A	10	Variable-mu H.F. Pentode	6·3	0·3	250	100	2·0	10	—	6·0	—	—	—
EF86	B9A	11	A.F. Pentode	6·3	0·2	250	140	2·0	3·0	—	2·0	—	—	—
EF89	B9A	12	Variable-mu V.H.F. Pentode	6·3	0·2	250	100	2·0	9·0	—	3·6	—	—	—
EF91	B7G	13	H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	2·0	10	—	7·5	—	160	—
EF93	B7G	14	Variable-mu H.F. Pentode	6·3	0·3	250	100	1·0	11	—	4·4	—	68	—
EF94	B7G	14	H. F. Pentode	6·3	0·3	250	150	1·0	10·8	—	5·2	—	68	—
EF95	B7G	15	V.H.F. Pentode	6·3	0·175	180	120	2·0	7·7	—	5·1	—	180	—
EF183	B9A	10	Variable-mu V.H.F. Pentode	6·3	0·3	200	90	2·0	12	—	12·5	—	—	—
EF184	B9A	10	V.H.F. Pentode	6·3	0·3	200	200	2·5	10	—	15	—	180	—
EH90	B7G	16	H.F. Dual Control Heptode	6·3	0·3	100	30	1·0*	0·75	—	1·2	—	—	—
EK90	B7G	16	H.F. Heptode F.C.	6·3	0·3	250	100	—	3·0	—	0·475‡	—	—	—
EL84	B9A	17	A.F. Output Pentode	6·3	0·76	250	250	7·3	48	—	11·3	5·2	140	5·7
EL90	B7G	18	A.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·45	250	250	12·5	45	—	4·1	5·0	240	4·5
EL91	B7G	19	A.F. Power Pentode	6·3	0·2	250	250	13·5	—	—	2·6	16	680	1·4
EL506	B9D	20	A.F. Power Pentode	6·3	0·8	300	300	10	60	—	10·2	3·0	—	10
EL821	B9A	21	Video Output Pentode	6·3	0·75	250	250	4·5	40	—	11	—	—	—
EM84	B9A	22	Tuning Indicator	6·3	0·21	250	250†	22	1·0†	—	—	—	—	—
EM87	B9A	22	Tuning Indicator	6·3	0·3	250	250†	15	2·0†	—	—	—	—	—
EY84	B9A	23	Half-wave Rectifier	6·3	1·1	Va(r.m.s.)max.=625 V, Iout(max.)=150 mA at 500 V r.m.s.								
EY86	B9A	24	High Voltage Rectifier	6·3	0·09	P.I.V.max.=22 kV Iout(max.)=0·8 mA								
EY87	B9A	24	High Voltage Rectifier	6·3	0·09	P.I.V.max.=22 kV Iout(max.)=0·8 mA. For use in high humidity								
EY88	B9A	26	Efficiency Diode	6·3	1·55	P.I.V.(pulse)=6·6 kV Iout(max.)=220 mA								
EZ35	I.O.	25	Full-wave Rectifier	6·3	0·6	Va(r.m.s.)max.=2×325 V Iout(max.)=70 mA								

*Vg3=0 †Target Electrode ‡Conversion Conductance

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{ont} (W)
EZ80	B9A	1	Full-wave Rectifier	6·3	0·6		Va(r.m.s.)max.=2×350 V			Iout(max.)=90 mA				
EZ81	B9A	1	Full-wave Rectifier	6·3	1·0		Va(r.m.s.) =2×350 V			Iout(max.)=150 mA				
EZ90	B7G	2	Full-wave Rectifier	6·3	0·6		Va(r.m.s.)max.=2×325 V			Iout(max.)=70 mA				
GZ30	I.O.	3	Full-wave Rectifier	5·0	2·0		Va(r.m.s.)max.=2×350 V			Iout(max.)=125 mA				
GZ31	I.O.	4	Full-wave Rectifier	5·0	3·0		Va(r.m.s.)max.=2×450 V			Iout(max.)=225 mA				
GZ32	I.O.	3	Full-wave Rectifier	5·0	2·0		Va(r.m.s.)max.=2×375 V			Iout(max.)=175 mA				
GZ34	I.O.	5	Full-wave Rectifier	5·0	1·9		Va(r.m.s.)max.=2×550 V			Iout(max.)=250 mA				
HBC90	B7G	6	Double Diode A.F. Triode	12·6	0·15	250	—	3·0	1·0	70	1·2	—	—	—
HBC91	B7G	6	Double Diode A.F. Triode	12·6	0·15	250	—	2·0	—	100	1·6	—	—	—
HF93	B7G	7	Variable-mu H.F. Pentode	12·6	0·15	250	100	1·0	11	—	4·4	—	68	—
HF94	B7G	7	H.F. Pentode	12·6	0·15	250	150	1·0	10·8	—	5·2	—	68	—
HK90	B7G	8	H.F. Heptode F.C.	12·6	0·15	250	100	—	3·0	—	0·475*	—	—	—
HY90	B7G	9	Rectifier	35	0·15		Va(r.m.s.)max.=117 V			Iout(max.)=100 mA				
PC86	B9A	10	U.H.F. Triode Mixer	3·8	0·3	175	—	1·5	12	68	14	—	—	—
PC88	B9A	11	U.H.F. Triode Amplifier	3·8	0·3	160	—	1·25	12·5	65	13·5	—	100	—
PC97	B7G	12	V.H.F. Triode Amplifier	4·5	0·3	135	—	1·0	11	65	13	—	—	—
PC900	B7G	13	V.H.F. Triode	4·0	0·3	135	—	1·0	11·5	72	14·5	—	—	—
PCC84	B9A	14	V.H.F. Double Triode	7·0	0·3	90	—	1·5	12	24	6·0	—	—	—
PCC85	B9A	15	V.H.F. Double Triode	9·0	0·3	200	—	2·1	10	48	5·8	—	—	—
PCC88	B9A	15	V.H.F. Double Triode	7·0	0·3	90	—	1·3	15	33	12·5	—	—	—
PCC89	B9A	14	V.H.F. Double Triode	7·5	0·3	90	—	1·2	15	36	12·3	—	—	—
PCC189	B9A	15	V.H.F. Double Triode	7·6	0·3	90	—	1·4	15	34	12·5	—	—	—
PCF80	B9A	16	V.H.F. Triode Pentode F.C.	9·0	0·3	(p)170	170	2·0	10	—	6·2	—	—	—
						(t)100	—	2·0	14	—	5·0	—	—	—
PCF82	B9A	16	V.H.F. Triode Pentode F.C.	9·5	0·3	(p)250	110	—	10	—	5·2	—	68	—
						(t)150	—	—	18	50	8·5	—	56	—
PCF86	B9A	17	V.H.F. Triode Pentode F.C.	8·0	0·3	(p)170	150	1·2	10	—	12	—	—	—
						(t)100	—	3·0	14	17	5·5	—	—	—
PCF200	B10B	18	H.F. Triode Pentode	8·0	0·3	(p)160	135	1·7	13	—	14	—	—	—
						(t)170	—	1·0	8·5	60	5·0	—	—	—
PCF201	B10B	18	H.F. Triode Vari-mu Pentode	8·0	0·3	(p)170	110	1·7	12	—	12	—	—	—
						(t)100	—	3·0	14	17	5·0	—	—	—
PCF801	B9A	19	V.H.F. Triode Pentode F.C.	8·5	0·3	(p)170	120	1·4	10	—	11	—	—	—
						(t)100	—	3·0	15	20	9·0	—	—	—
PCF802	B9A	16	Time Base Triode Pentode	9·0	0·3	(p)100	100	1·0	6·0	—	5·5	—	—	—
						(t)200	—	2·0	3·5	70	3·5	—	—	—
PCF805	B9A	20	V.H.F. Triode Pentode F.C.	7·4	0·3	(p)125	125	1·5	10	—	11	—	—	—
						(t)100	—	3·0	14	17	5·5	—	—	—
PCF808	B9A	21	Triode TV I.F. Pentode	7·4	0·3	(p)160	160	1·7	12	—	14·5	—	—	—
						(t)100	—	3·0	14	17	5·5	—	—	—
PCH200	B10B	22	V.H.F. Triode Heptode	9·2	0·3	(h) 14	14	—	0·8	—	—	—	—	—
						(t)100	—	1·0	9·0	50	8·8	—	—	—

*Conversion Conductance

Type Number	Base Type	Base Key	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	I_a (mA)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
PCL82	B9A	1	A.F. Triode Output Pentode	16	0·3	(p)170	170	11·5	41	—	6·8	3·9	—	3·3
						(t)100	—	0	3·5	70	2·5	—	—	—
PCL84	B9A	2	Triode Video Output Pentode	15	0·3	(p)170	170	2·1	18	—	11	—	—	—
						(t)200	—	1·7	3·0	65	4·0	—	—	—
PCL85	B9A	3	Triode Field Output Pentode	18	0·3	(p)170	170	15	41	—	7·5	—	—	—
						(t)100	—	0	10	50	5·5	—	—	—
PCL86	B9A	4	A.F. Triode Pentode	13·6	0·3	(p)250	250	7·0	36	—	10	5·9	—	4·3
						(t)230	—	1·7	1·2	100	1·6	—	—	—
PFL200	B10B	5	V.H.F. Double Pentode	16·5	0·3	(L)170	170	2·6	30	—	21	—	—	—
						(F)150	150	2·3	10	—	8·5	—	—	—
PL36	I.O.	6	Line Output Pentode	25	0·3	7000*	—			Ik(max.)=200 mA				
PL81	B9A	7	Line Output Pentode	21·5	0·3	200	200	28	40	—	6·0	—	—	—
PL81A	B9A	7	Line Output Pentode	21·5	0·3	170	170	24·3	45	—	6·2	—	—	—
PL82	B9A	8	A.F. Output Pentode	16·5	0·3	170	170	10·4	53	—	9·0	3·0	—	4·0
PL83	B9A	9	Video Output Pentode	15	0·3	200	200	3·5	36	—	10	—	—	—
PL84	B9A	8	Field Output Pentode	15	0·3	170	170	12·5	70	—	10	—	—	—
PL302	I.O.	10	Line Output Pentode	25	0·3	7000*	2000*			Ik(max.)=200 mA				
PL500	B9D	11	Line Output Pentode	27	0·3	7000*	—			Ik(max.)=250 mA				
PY32	I.O.	12	Half-wave Rectifier	29	0·3		Va(r.m.s.)max.=250 V			Ia(av) max.=300 MA				
PY33	I.O.	12	Half-wave Rectifier	29	0·3		Va(r.m.s.)max.=250 V			Ia(av) max.=325 mA				
PY81	B9A	13	Efficiency Diode	17	0·3		P.I.V.(max.)pulse=4·5 kV			Iout(max.)=150 mA				
PY82	B9A	14	Half-wave Rectifier	19	0·3		Va(r.m.s.)max.=250 V			Iout(max.)=180 mA				
PY83	B9A	13	Efficiency Diode	20	0·3		P.I.V.(pulse)=5·0 kV			Iout(max.)=150 mA				
PY88	B9A	13	Efficiency Diode	30	0·3		P.I.V.(pulse)=6·6 kV			Iout(max.)=220 mA				
PY800	B9A	13	Efficiency Diode	19	0·3		P.I.V.max.=5·25 kV			Iout(max.)=150 mA				
PY801	B9A	13	Efficiency Diode	19	0·3		P.I.V.max.=5·5 kV			Iout(max.)=175 mA				
R17	B9A	15	Half-wave Rectifier	6·3	0·8		Va(r.m.s.)max.=500 V			Iout(max.)=125 mA at 350 V r.m.s.				
R18	B9A	15	Half-wave Rectifier	6·3	1·1		Va(r.m.s.)max.=625 V			Iout(max.)=150 mA at 500 V r.m.s.				
R20	B9A	16	E.H.T. Rectifier	2·0	0·35		P.I.V.max.=22 kV			Iout(max.)=0·8 mA				
UABC80	B9A	17	Triple Diode A.F. Triode	28	0·1	170	—	1·85	1·0	70	1·45	—	—	—
UBC41	B8A	18	Double Diode A.F. Triode	14	0·1	170	—	1·6	—	70	1·65	—	—	—
UBC81	B9A	19	Double Diode A.F. Triode	14	0·1	170	—	1·6	1·5	70	1·65	—	—	—
UCC85	B9A	20	V.H.F. Double Triode	26	0·1	170	—	1·5	10	50	6·2	—	—	—
UCH81	B9A	21	H.F. Triode Heptode F.C.	19	0·1	(h)170	102	2·2	6·2	—	2·3	—	—	—
						(t)100	—	1·0	10	19	3·2	—	—	—
UCL82	B9A	1	Triode A.F. Output Pentode	50	0·1	(p)170	170	11·5	41	—	7·5	3·9	—	3·3
						(t)100	—	0	3·5	70	2·5	—	—	—
UL84	B9A	8	Audio Output Pentode	45	0·1	170	170	12·5	70	—	10	2·4	170	5·6
UY85	B9A	14	Half-wave Rectifier	38	0·1		Va(r.m.s.)max.=250 V			Iout(max.)=110 mA				
VR75/30	I.O.	22	Voltage Regulator	—	—	75†	—	—	5 to 40	—	—	—	—	—
VR105/30	I.O.	22	Voltage Regulator	—	—	105†	—	—	5 to 40	—	—	—	—	—
VR150/30	I.O.	22	Voltage Regulator	—	—	150†	—	—	5 to 40	—	—	—	—	—

*Maximum Peak Ratings †Operating Anode Voltage

BRIMAR

SPECIAL QUALITY VALVES

ABRIDGED CHARACTERISTICS

Current and Maintenance Types

Type Number	Base Type	Base Key	Class	Similar Commercial Type	Application	V_h (V)	I_h (A)	V_a (V)	V_{g2} (V)	$-V_{g1}$ (V)	μ	g_m (mA/V)	R_L (kΩ)	R_k (Ω)	P_{out} (W)
5654	B7G	1	T	6AK5	V.H.F. Pentode	6·3	0·175	180	120	—	—	5·1	—	180	—
5726*	B7G	2	T	6AL5	Double Diode	6·3	0·3	Va(r.m.s.)max.=2×117 V				Iout(max.)=2×9·0 mA			
5749	B7G	3	T	6BA6	Vari-mu H.F. Pentode	6·3	0·3	250	100	—	—	4·4	—	60	—
5750*	B7G	4	T	6BE6	H.F. Heptode F.C.	6·3	0·3	250	100	1·5	—	0·475†	—	—	—
5963	B9A	5	L	12AU7	A.F. Double Triode	6·3‡	0·3‡	67·5	—	0	21	3·2	—	—	—
5965*	B9A	5	L	—	Switching Double Triode	6·3//	0·45//	150	—	—	47	6·5	—	220	—
6057*	B9A	5	T	12AX7	A.F. Double Triode	6·3‡	0·3‡	250	—	2·0	95	1·6	—	—	—
6058	B7G	2	T	6AL5	Double Diode	6·3	0·3	Va(r.m.s.)max.=2×150 V				Iout(max.)=2×9·0 mA			
6059*	B9A	6	T	6BR7	Low Noise A.F. Pentode	6·3	0·15	250	100	3·0	—	1·275	—	—	—
6060*	B9A	5	T	12AT7	V.H.F. Double Triode	6·3‡	0·3‡	250	—	—	60	5·5	—	200	—
6061*	B9A	7	T	6BW6	V.H.F. Output Beam Tetrode	6·3	0·45	250	250	12·5	—	4·1	5·0	—	4·5
6062*	B7G	8	T	5763	V.H.F. Amplifier	6·0	0·75	250	250	7·5	—	7·0	—	—	—
6063*	B7G	9	T	6X4	Full-wave Rectifier	6·3	0·6	Va(r.m.s.)max.=2×325 V				Iout(max.)=70 mA			
6064*	B7G	10	T	6AM6	H.F. Pentode	6·3	0·3	250	250	—	—	7·62	—	160	—
6067*	B9A	5	T	12AU7	A.F. Double Triode	6·3‡	0·3‡	250	—	8·5	17	2·2	—	—	—
6100	B7G	11	T	6C4	H.F. Power Triode	6·3	0·15	250	—	8·5	17	2·2	—	—	—
6132*	B9A	7	T	6CH6	Video Output Pentode	6·3	0·75	250	250	4·5	—	11·0	—	—	—
6158*	B9A	5	T	13D3	Double Triode D.C. Amp.	6·3§	0·6§	250	—	4·6	32	2·35	—	—	—
6516	B7G	12	T	6AM5	A.F. Power Pentode	6·3	0·2	250	250	—	—	2·55	16	740	1·4
6688	B9A	13	L	E180F	Wide Band Amplifier	6·3	0·3	190	160	+9·0	—	16·5	—	630	—
6870*	B9A	14	T	—	V.H.F. or Video Pentode	6·3§	0·6§	180	180	—	—	9·0	—	56	—
6922	B9A	15	L	6DJ8	V.H.F. Double Triode	6·3	0·3	90	—	1·2	33	12·5	—	—	—
7032	B7G	4	L	—	Gating Heptode	6·3	0·3	150	75	(g_1) 0 (g_3) 0	— —	1·4 0·65	— —	— —	— —
E88CC	B9A	15	L	ECC88	V.H.F. Double Triode	6·3	0·3	90	—	1·2	33	12·5	—	—	—

T=Trustworthy type (Ruggedised) L=Suitable for long operation in cut-off conditions *Solder-in versions also available †Conversion conductance
‡Alternative connections 12·6 V, 0·15 A §Alternative connections 12·6 V, 0·3 A //Alternative connections 12·6 V, 0·225 A

SOLDER-IN VERSIONS

These valves use a prefix letter followed by the type number of the corresponding Special Quality valve.

Example, F/5726

Key to type prefix letters

- **F/** - Standard flying lead version
- **FF/** - Unscreened on PTFE base
- **SF/** - Screened on PTFE base
- **SX/** - Screened on nylon-loaded PF base
- **XF/** - Unscreened on nylon-loaded PF base

Change to Brimar SPECIAL QUALITY VALVES

Increase reliability in existing industrial or communications equipment

The following Special Quality types are recommended as plug-in replacements for the corresponding commercial types. Substitution in the reverse direction is not recommended.

Commercial Types	Special Quality Types	Commercial Types	Special Quality Types
6AK5	5654	6CH6	6132
6AL5	5726, 6058	6X4	6063
6AM5	6516	12AT7	6060, 7492
6AM6	6064	12AU7	6067, 5963
6BA6	5749	12AX7	6057
6BE6	5750	13D3	6158
6BR7	6059	5763	6062
6BW6	6061	ECC88	E88CC
6C4	6100		

CROSS REFERENCE

CV CODE* TO BRIMAR CODE

VALVES MAY NOT ALWAYS BE AVAILABLE TO THE CV SPECIFICATION

*As used by British Forces, British Airlines and Government Departments

CV Code	BRIMAR Code	CV Code	BRIMAR Code	CV Code	BRIMAR Code	CV Code	BRIMAR Code
CV133	6C4	CV1375	6BY7/EF85	CV2747	6U5G	CV4045	F/6061
CV136	6AM5	CV1376	6BX6/EF80	CV2817	6L6GA	CV4049	F/5726
CV138	6AM6/8D3	CV1377	5AR4	CV2901	6267	CV4055	6132
CV140	6AL5	CV1535	6V4/EZ80	CV2966	6S2/EY86	CV4056	F/6132
CV216	VR150/30	CV1633	3V4	CV2975	6BQ5/EL84	CV4058	6100
CV283	6AL5	CV1758	1L4	CV2984	6080	CV4063	6516
CV452	6AT6	CV1762	6AK6	CV3523	6146	CV4068	6158
CV453	6BE6	CV1832	0A2	CV3798	VR75/30	CV4069	F/6158
CV454	6BA6	CV1833	0B2	CV3900	5963	CV5041	6CL6
CV455	12AT7	CV1856	5Y3GT	CV3908	6BH6	CV5042	12BH7
CV484	3S4	CV1862	6AQ5	CV3909	6BJ6	CV5065	6U8/ECF82
CV491	12AU7	CV1863	5Z4G	CV4002	F/6064	CV5072	6CA4/EZ81
CV492	12AX7	CV1928	12BA6	CV4003	6067	CV5073	6AM4
CV493	6X4	CV1931	6H6GT	CV4004	6057	CV5074	6AF4A
CV511	6V6GT	CV1947	6L6G	CV4005	6063	CV5077	21A6
CV562	35L6GT	CV1961	12AU6	CV4006	6059	CV5086	6BS7
CV574	6X5GT	CV1985	6SL7GT	CV4007	5726	CV5121	6870
CV575	5U4G	CV1988	6SN7GT	CV4009	5749	CV5172	1AC6
CV578	6A8G	CV2127	6CH6	CV4010	5654	CV5192	7AN7
CV686	VR105/30	CV2128	6AJ8	CV4012	5750	CV5215	6BL8/ECF80
CV717	5R4GY	CV2129	5763	CV4014	6064	CV5257	R20
CV729	5V4G	CV2135	6BR7	CV4024	6060	CV5281	6CW7
CV782	1R5	CV2136	6BW6	CV4025	6058	CV5331	ECC189
CV783	1S4	CV2212	13D3	CV4033	F/6060	CV5358	6DJ8
CV784	1S5	CV2218	R17	CV4034	F/6067	CV5365	6BQ7A
CV785	1T4	CV2235	R18	CV4035	F/6057	CV5434	6FG6
CV820	3S4	CV2492	E88CC	CV4037	F/5750	CV5810	6EJ7
CV850	6AK5	CV2524	6AU6	CV4039	6062	CV5817	6BW7
CV918	12K7GT	CV2526	6AV6	CV4043	6061	CV5831	6EH7

CROSS REFERENCE

BRIMAR CODE TO CV CODE*

VALVES MAY NOT ALWAYS BE AVAILABLE TO THE CV SPECIFICATION

*As used by British Forces, British Airlines and Government Departments

BRIMAR Code	CV Code	BRIMAR Code	CV Code	BRIMAR Code	CV Code	BRIMAR Code	CV Code
0A2	CV1832	6BA6	CV454	6X4	CV493	6132	CV4055
0A3	CV3798	6BE6	CV453	6X5GT	CV574	6146	CV3523
0B2	CV1833	6BH6	CV3908	7AN7	CV5192	6158	CV4068
0C3	CV686	6BJ6	CV3909	8D3	CV138	6267	CV2901
0D3	CV216	6BL8	CV5215	12AT7	CV455	6516	CV4063
1AC6	CV5172	6BQ5	CV2975	12AU6	CV1961	6870	CV5121
1L4	CV1758	6BQ7A	CV5365	12AU7	CV491	E88CC	CV2492
1R5	CV782	6BR7	CV2135	12AX7	CV492	ECC189	CV5331
1S4	CV783	6BS7	CV5086	12BA6	CV1928	ECF80	CV5215
1S5	CV784	6BW6	CV2136	12BH7	CV5042	ECF82	CV5065
1T4	CV785	6BW7	CV5817	12K7GT	CV918	EF80	CV1376
3S4	CV820	6BX6	CV1376	13D3	CV2212	EF85	CV1375
3V4	CV1633	6BY7	CV1375	21A6	CV5077	EL84	CV2975
5AR4	CV1377	6C4	CV133	35L6GT	CV562	EY86	CV2966
5R4GY	CV717	6CA4	CV5072	5654	CV4010	EZ80	CV1535
5U4G	CV575	6CH6	CV2127	5726	CV4007	EZ81	CV5072
5V4G	CV729	6CL6	CV5041	5749	CV4009	F/5726	CV4049
5Y3GT	CV1856	6CW7	CV5281	5750	CV4012	F/5750	CV4037
5Z4G	CV1863	6DJ8	CV5358	5763	CV2129	F/6057	CV4035
6A8G	CV578	6H6GT	CV1931	5963	CV3900	F/6060	CV4033
6AF4A	CV5074	6EH7	CV5831	6057	CV4004	F/6061	CV4045
6AJ8	CV2128	6EJ7	CV5810	6058	CV4025	F/6064	CV4002
6AK5	CV850	6L6GA	CV2817	6059	CV4006	F/6067	CV4034
6AK6	CV1762	6L6G	CV1947	6060	CV4024	F/6132	CV4056
6AL5	CV283	6S2	CV2966	6061	CV4043	F/6158	CV4069
6AM4	CV5073	6SL7GT	CV1985	6062	CV4039	R17	CV2218
6AM5	CV136	6SN7GT	CV1988	6063	CV4005	R18	CV2235
6AM6	CV138	6U5G	CV2747	6064	CV4014	R20	CV5257
6AQ5	CV1862	6U8	CV5065	6067	CV4003	VR75/30	CV3798
6AT6	CV452	6V4	CV1535	6080	CV2984	VR105/30	CV686
6AU6	CV2524	6V6GT	CV511	6100	CV4058	VR150/30	CV216
6AV6	CV2526						

BRIMAR EQUIVALENTS

Although every care has been taken in the preparation of these equivalents lists, no responsibility or liability is assumed or accepted for accuracy of the information.

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
0A2	0A2	—
0A3	0A3	VR75/30
0B2	0B2	—
0C3	0C3	VR105/30
0D3	0D3	VR150/30
1AB6	1AB6	DK96
1AC6	1AC6	DK92
1AH5	1AH5	DAF96
1AJ4	1AJ4	DF96
1C1	1R5	DK91
1C2	1AC6	DK92
1C3	1AB6	DK96
1F1	1AJ4	DF96
1F2	1L4	DF92
1F3	1T4	DF91
1FD1	1AH5	DAF96
1FD9	1S5	DAF91
1L4	1L4	DF92
1M3	—	DM70
1P1	3C4	DL96
1P10	3S4	DL92
1P11	3V4	DL94
1R5	1R5	DK91
1S2	1S2	DY86
1S2A	1S2A	DY87
1S4	1S4	DL91
1S5	1S5	DAF91
1T4	1T4	DF91
2B35	—	EA50
2J2	R20	—
3C4	3C4	DL96
3S4	3S4	DL92
3V4	3V4	DL94
4CM4	4CM4	PC86
4DL4	4DL4	PC88

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
4FY5	4FY5	PC97
5AQ4	5AQ4	GZ32
5AR4	5AR4	GZ34
5R4GY	5R4GY	—
5U4G	5U4G	GZ31
5V4G	5V4G	—
5Y3GT	5Y3GT	—
5Z4G	5Z4G	GZ30
6/30L2	6GA8	ECC804
6A8G	6A8G	—
6AB8	6AB8	ECL80
6AF4A	6AF4A	—
6AG6G	6AG6G	—
6AJ8	6AJ8	ECH81
6AK5	6AK5	EF95
6AK6	6AK6	—
6AK8	6AK8	EABC80
6AL5	6AL5	EB91
6AM4	6AM4	—
6AM5	6AM5	EL91
6AM6	6AM6	EF91
6AQ4	6AQ4	—
6AQ5	6AQ5	EL90
6AQ8	6AQ8	ECC85
6AT6	6AT6	EBC90
6AU6	6AU6	EF94
6AV6	6AV6	EBC91
6BA6	6BA6	EF93
6BD7A	—	EBC81
6BE6	6BE6	EK90
6BH6	6BH6	—
6BJ6	6BJ6	—
6BK8	6267	EF86
6BL8	6BL8	ECF80
6BM8	6BM8	ECL82

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
6BQ5	6BQ5	EL84
6BQ7A	6BQ7A	—
6BR7	6BR7	—
6BR8	6BR8	—
6BS7	6BS7	—
6BW6	6BW6	—
6BW7	6BW7	—
6BX6	6BX6	EF80
6BY7	6BY7	EF85
6C4	6C4	EC90
6C12	6AJ8	ECH81
6C16	6BL8	ECF80
6C18	6GV7	ECF805
6CA4	6CA4	EZ81
6CD6G	6CD6G	—
6CH6	6CH6	EL821
6CL6	6CL6	—
6CM4	6CM4	EC86
6CS6	6CS6	EH90
6CV7	6CV7	EBC41
6CW7	6CW7	ECC84
6D1	—	EA50
6D2	6AL5	EB91
6DA5	6DA5	—
6DA6	—	EF89
6DJ8	6DJ8	ECC88
6DL4	6DL4	EC88
6EH7	6EH7	EF183
6EJ7	6EJ7	EF184
6ES8	6ES8	ECC189
6F12	6AM6	EF91
6F21	6CQ6	EF92
6F22	6267	EF86
6F26	6BY7	EF85
6FC7	6FC7	ECC89

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
6FG6	6FG6	EM84
6G5G	6U5G	—
6GA8	6GA8	ECC804
6GV7	6GV7	ECF805
6GV8	6GV8	ECL85
6GW8	6GW8	ECL86
6H5	6U5G	—
6H6GT	6H6GT	—
6HG8	6HG8	ECF86
6HU6	6HU6	EM87
6J5G	—	—
6JX8	6JX8	ECH84
6K7GT	—	—
6K8G	—	—
6L6G	6L6G	—
6L6GA	6L6GA	—
6L12	6AQ8	ECC85
6L13	12AX7	ECC83
6L16	6CW7	ECC84
6L34	6AQ4	—
6LD3	6CV7	EBC41
6LD12	6AK8	EABC80
6LD13	—	EBC81
6M1	6U5G	—
6P15	6BQ5	EL84
6P17	6AM5	EL91
6PL12	6BM8	ECL82
6S2	6S2	EY86
6S2A	6S2A	EY87
6SL7GT	6SL7GT	—
6SN7GT	6SN7GT	—
6T8	6AK8	EABC80
6U5G	6U5G	—
6U8	6U8	ECF82
6V4	6V4	EZ80
6V6GT	6V6GT	—
6X4	6X4	EZ90
6X5GT	6X5GT	EZ35
7AN7	7AN7	PCC84
7D9	6AM5	EL91
7D10	6CH6	EL821
7DJ8	7DJ8	PCC88
7ES8	7ES8	PCC189
7FC7	7FC7	PCC89
7GV7	7GV7	PCF805

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
7HG8	8HG8	PCF86
8D3	6AM6	EF91
8D5	6BR7	—
8D6	6BW7	—
8D7	6BS7	—
8HG8	8HG8	PCF86
9A8	9A8	PCF80
9AQ8	9AQ8	PCC85
9JW8	9JW8	PCF802
9U8	9U8	PCF82
10C14	19D8	UCH81
10L14	—	UCC85
10LD3	—	UBC41
10LD12	—	UABC80
10LD13	—	UBC81
10P18	45B5	UL84
10PL12	50BM8	UCL82
12AC6	12AC6	—
12AD6	12AD6	—
12AE6	12AE6	—
12AH8	12AH8	—
12AT6	12AT6	HBC90
12AT7	12AT7	ECC81
12AU6	12AU6	HF94
12AU7	12AU7	ECC82
12AV6	12AV6	HBC91
12AX7	12AX7	ECC83
12BA6	12BA6	HF93
12BE6	12BE6	HK90
12BH7	12BH7	—
12BL6	12BL6	—
12DT7	12AX7	ECC83
12K5	12K5	—
12K7GT	12K7GT	—
12Q7GT	12Q7GT	—
13D3	13D3	—
13D8	13D8	—
14GW8	14GW8	PCL86
14L7	14L7	UBC41
15A6	15A6	PL83
15CW5	15CW5	PL84
15DQ8	15DQ8	PCL84
16A	6AM6	—
16A5	16A5	PL82
16A8	16A8	PCL82

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
17Z3	17Z3	PY81
18D3	—	ECF804
18GV8	18GV8	PCL85
19D8	19D8	UCH81
19SU	19Y3	PY82
19Y3	19Y3	PY82
20D3	12AH8	—
21A6	21A6	PL81
25A6G	25A6G	—
25E5	25E5	PL36
27GB5	27GB5	PL500
30AE3	30AE3	PY88
30C1	9A8	PCF80
30C18	7GV7	PCF805
30FL14	—	PCF808
30L1	7AN7	PCC84
30P16	16A5	PL82
30P18	15CW5	PL84
30P19	—	PL302
30PL12	16A8	PCL82
35L6GT	35L6GT	—
35W4	35W4	HY90
38A3	38A3	UY85
45B5	45B5	UL84
50BM8	50BM8	UCL82
52KU	5V4G	—
62DDT	6CV7	EBC41
63ME	6U5G	—
63TP	6AB8	ECL80
141DDT	—	UBC41
150C2	0A2	—
150C3	0D3	VR150/30
5763	5763	—
6080	6080	—
6146	6146	—
6267	6267	EF86
6922	6922	E88CC
7558	7558	—
B65	6SN7GT	—
B109	—	UCC85
B152	12AT7	ECC81
B309	12AT7	ECC81
B319	7AN7	PCC84
B329	12AU7	ECC82
B339	12AX7	ECC83

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
B719	6AQ8	ECC85
B729	6GA8	ECC804
BPM04	6AQ5	EL90
D63	6H6GT	—
D77	6AL5	EB91
D152	6AL5	EB91
DAF91	1S5	DAF91
DAF96	1AH5	DAF96
DD6	6AL5	EB91
DF91	1T4	DF91
DF92	1L4	DF92
DF96	1AJ4	DF96
DH76	12Q7GT	—
DH77	6AT6	EBC90
DH109	—	UABC80
DH118	—	UBC41
DH119	—	UBC81
DH142	—	UBC41
DH150	6CV7	EBC41
DH718	6CV7	EBC41
DH719	6AK8	EABC80
DK91	1R5	DK91
DK92	1AC6	DK92
DK96	1AB6	DK96
DL74M	12Q7GT	—
DL91	1S4	—
DL92	3S4	DL92
DL94	3V4	DL94
DL96	3C4	DL96
DM70	—	DM70
DP61	6AK5	EF95
DY86	1S2	DY86
DY87	1S2A	DY87
E88CC	6922	E88CC
E2016	—	—
E2157	12AT7	ECC81
E2163	12AU7	ECC82
E2164	12AX7	ECC83
EA50	—	EA50
EAA91	—	EAA91

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
EABC80	6AK8	EABC80
EB34	6H6GT	—
EB91	6AL5	EB91
EBC41	6CV7	EBC41
EBC81	—	EBC81
EBC90	6AT6	EBC90
EBC91	6AV6	EBC91
EC86	6CM4	EC86
EC88	6DL4	EC88
EC90	6C4	EC90
ECC32	6SN7GT	—
ECC81	12AT7	ECC81
ECC82	12AU7	ECC82
ECC83	12AX7	ECC83
ECC84	6CW7	ECC84
ECC85	6AQ8	ECC85
ECC88	6DJ8	ECC88
ECC89	6FC7	ECC89
ECC189	6ES8	ECC189
ECC230	6080	—
ECC804	6GA8	ECC804
ECC807	—	ECC807
ECF80	6BL8	ECF80
ECF82	6U8	ECF82
ECF86	6HG8	ECF86
ECF804	18D3	ECF804
ECF805	6GV7	ECF805
ECH81	6AJ8	ECH81
ECH84	6JX8	ECH84
ECL80	6AB8	ECL80
ECL82	6BM8	ECL82
ECL84	6DX8	ECL84
ECL85	6GV8	ECL85
ECL86	6GW8	ECL86
EF80	6BX6	EF80
EF85	6BY7	EF85
EF86	6267	EF86
EF89	—	EF89
EF91	6AM6	EF91
EF93	6BA6	EF93

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
EF94	6AU6	EF94
EF95	6AK5	EF95
EF183	6EH7	EF183
EF184	6EJ7	EF184
EH90	—	EH90
EK90	6BE6	EK90
EL84	6BQ5	EL84
EL90	6AQ5	EL90
EL91	6AM5	EL91
EL506	—	EL506
EL821	6CH6	EL821
EM81	6DA5	—
EM84	6FG6	EM84
EM87	6HU6	EM87
EY84	R18	EY84
EY86	6S2	EY86
EY87	6S2A	EY87
EZ35	6X5GT	EZ35
EZ80	6V4	EZ80
EZ81	6CA4	EZ81
EZ90	6X4	EZ90
GD150A/S	OD3	VR150/30
GZ30	5Z4G	GZ30
GZ31	5U4G	GZ31
GZ32	—	GZ32
GZ34	5AR4	GZ34
HBC90	12AT6	HBC90
HBC91	12AV6	HBC91
HF93	12BA6	HF93
HF94	12AU6	HF94
HK90	12BE6	HK90
HM04	6BE6	EK90
HP6	6AM6	EF91
HY90	35W4	HY90
KD21	0A3	VR75/30
KD24	—	VR105/30
KT66	6L6G	—
KTW63	6K7G	—
KTW74M	12K7GT	—
KY80	R20	—

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
L63	6J5G	—
L77	6C4	EC90
LN119	50BM8	UCL82
LN152	6AB8	ECL80
LZ319	9A8	PCF80
LZ329	9A8	PCF80
N17	3S4	DL92
N19	3V4	DL94
N25	3C4	DL96
N77	6AM5	EL91
N119	45B5	UL84
N144	6AM5	EL91
N152	21A6	PL81
N154	16A5	PL82
N329	16A5	PL82
N339	—	—
N359	21A6	PL81
N379	15CW5	PL84
N389	—	PL302
N709	6BQ5	EL84
N727	6AQ5	EL90
OM10	—	—
PC86	4CM4	PC86
PC88	4DL4	PC88
PC97	4FY5	PC97
PC900	—	PC900
PCC84	7AN7	PCC84
PCC85	9AQ8	PCC85
PCC88	7DJ8	PCC88
PCC89	7FC7	PCC89
PCC189	7ES8	PCC189
PCF80	9A8	PCF80
PCF82	9U8	PCF82
PCF86	8HG8	PCF86
PCF200	—	PCF200
PCF201	—	PCF201
PCF801	—	PCF801
PCF802	—	PCF802
PCF805	7GV7	PCF805
PCF808	—	PCF808
PCH200	—	PCH200
PCL82	16A8	PCL82
PCL84	15DQ8	PCL84
PCL85	18GV8	PCL85
PCL86	14GW8	PCL86

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
PFL200	—	PFL200
PL36	25E5	PL36
PL81	21A6	PL81
PL81A	—	PL81A
PL82	16A5	PL82
PL83	15A6	PL83
PL84	15CW5	PL84
PL302	—	PL302
PL500	27GB5	PL500
PM04	6BA6	EF93
PM05	6AK5	EF95
PM07	6AM6	EF91
PY32	—	PY32
PY33	—	PY33
PY81	17Z3	PY81
PY82	19Y3	PY82
PY83	—	PY83
PY88	30AE3	PY88
PY800	—	PY800
PY801	—	PY801
QV03-12	5763	—
QV06-20	6146	—
R17	R17	—
R18	R18	EY84
R20	R20	—
R52	5Z4G	GZ30
SP6	6AM6	EF91
U26	R20	—
U49	R20	—
U50	5Y3GT	—
U52	5U4G	GZ31
U70	6X5GT	EZ35
U78	6X4	EZ90
U119	38A3	UY85
U147	6X5GT	EZ35
U153	17Z3	PY81
U154	19Y3	PY82
U192	19Y3	PY82
U193	—	PY801
U291	—	PY32
U319	19Y3	PY82
U349	—	PY801
U381	38A3	UY85
U709	6CA4	EZ81
UABC80	—	UABC80

INDEX TYPE	BRIMAR 'American' Range	BRIMAR 'European' Range
UBC41	—	UBC41
UBC81	—	UBC81
UCC85	—	UCC85
UCH81	19D8	UCH81
UCL82	50BM8	UCL82
UL84	45B5	UL84
UU12	6CA4	EZ81
UY85	38A3	UY85
VFT6	6U5G	—
VP6	6CQ6	EF92
VR75/30	0A3	VR75/30
VR105/30	0C3	VR105/30
VR150/30	0D3	VR150/30
W17	1T4	DF91
W25	1AJ4	DF96
W63	—	—
W76	12K7GT	—
W77	6CQ6	EF92
W719	6BY7	EF85
W727	6BA6	EF93
X17	1R5	DK91
X20	1AC6	DK92
X25	1AB6	DK96
X61M	—	—
X63	6A8G	—
X65	6K8G	—
X77	6BE6	EK90
X119	19D8	UCH81
X147	6K8G	—
X719	6AJ8	ECH81
X727	6BE6	EK90
Y61	6U5G	—
Y63	6U5G	—
Z77	6AM6	EF91
Z152	6BX6	EF80
Z719	6BX6	EF80
Z729	6267	EF86
ZD17	1S5	DAF91
ZD25	1AH5	DAF96

SYMBOLS AND ABBREVIATIONS

A	Amperes
A.F.	Audio Frequency
a	Anode
a′	Anode of section I
a″	Anode of section 2
a_1	Anode nearest to cathode
a_2	Second anode from cathode
a_3	Focusing anode
a_4	Final anode
bp	Beam plates
ct	Centre tap
d	Diode
D.C.	Direct Current
E.H.T.	Extra High Tension
f	Filament
F.C.	Frequency Changer
g	Grid
g_1	Control Grid (or grid nearest to cathode)
g_2	Screen Grid
g_3	Suppressor Grid
g′	Grid of section I
g″	Grid of section 2
gm	Mutual Conductance
h	Heater, Hexode or Heptode
h_{ct}	Heater centre tap
H.F.	High Frequency
I_a	Anode Current
I_h	Heater Current
$I_{k(max)}$	Maximum Cathode Current
$I_{out(max)}$	Maximum D.C. Output Current
IC	Internal Connection (see note below)
I.O.	International Octal Base
j	jumper
k	Cathode
kV	Kilo-volts
kΩ	Kilohms
M	External Bulb Metallizing
mA	Milliamperes
mA/V	Milliamperes per volt
NC	No Connection
NP	No Pin
p	Pentode
P_{out}	Power Output
$P.I.V._{max}$	Maximum Peak Inverse Voltage
q	Tetrode
R_k	Cathode Bias Resistance
R_L	Optimum Load Resistance
r.m.s.	Root Mean Square value
s	Internal Shield
SC	Side Contact
t	Triode or Fluorescent Target
TC	Top Cap
U.H.F.	Ultra High Frequency
V	Volts
V_a	Anode Voltage
$V_{a(r.m.s.)max}$	Maximum R.M.S. Anode Voltage
$-V_{g1}$	Negative Control Grid Voltage
V_{g2}	Screen Grid Voltage
V_h	Heater Voltage
V.H.F.	Very High Frequency
W	Watts
′	First Electrode System
″	Second Electrode System
‴	Third Electrode System
μ	Amplification Factor
Ω	Ohms

NOTE:

PINS MARKED IC These valve pins are connected to internal electrodes for mechanical reasons only. The electrode connected may change within the same valve type. THE CORRESPONDING VALVE-HOLDER SOCKET MUST BE LEFT UNCONNECTED.

TABELLA EQUIVALENZE TUBI R. C.

TUBI VALVEX	Tubi equivalenti: tra parentesi la Ditta costruttrice	Ph = Philips RT = Radiotechnique F = Fivre		S = Selit MD = Brimar USA = Sylvania R.C.A.
16BY3	R T 41 N 2 (S)			
16BY3/CS	R T 41 H 3 (S)			
17BY3	AW 43/88 (Ph) 17CVP4 (S) 17CVP4 (USA)	**Fil. 0,6 A** 17BZP4 (F-S) 17CKP4 (USA) 17CAP4 (USA) **Fl.i 0,6 A (z. 169)** 17BWP4 (USA)	**Fil. 0,6 A (z. 213)** 17DKP4 (F) 17DKP4 (USA) **Fil. 0,45 A (z. 169)** 17BYP4 (USA)	**Fil. 0,45 A** 17CTP4 (USA)
19BY3	AW 47/91 (Ph) AW 47/91 (RT) 19BEP4 (MD) 19AQP4 (S)	RT47NI (S) 19AQP4 (F) 19CP4 (F)	**Fil. 0,6 A** 19BSP4 (S-F) 19XP4 (S-F) 19AFP4 (F) 19AUP4 (F)	**Fil. 0,6 A (z. 213)** 19YP4 (S-F)
19BY3/CS	A 47/11 W (Ph) A 47/11 W (MD) RT 47 H4 (S)			
21BX3	A 53/88 (Ph) 21 DK P4 (S)	**Fil. 0,6 A** 21CEP4 (S-F-USA) 21DAP4 (S-F-USA) 21DEP4 (USA-F) 21DEP4 (USA)	**Fil. 0,45 A** 21DHP4 (USA)	**Fil. 0,45 A (z. 169)** 21CSP4 (USA) 21CQP4 (USA)
21BY3	AW 53/88 (Ph) 21FCP4 (MD) AW 53/89 (MD)	**Fil. 0,6 A** 21CEP4 (S-F-USA) 21DAP4 (S-F-USA) 21DEP4 (USA-F) 21DEP5 (F) 21DFP4 (USA)	**Fil. 0,45 A** 21DHP4 (USA)	**Fil. 0,6 A (z. 213)** 21EQP4 (F-USA) 21ERP4 (USA)
23BY3	AW 59/91 (Ph-RT) 23AXP4 (MD-S-USA) RT59NI (S) 23CMP4 (S) 23AYP4 (F) 23BCP4 (F) 23DJP4 (F)	**Fil. 0,6 A** 23ARP4 (S-F) 23MP4 (S-F) 23FP4 (S) 23DP4 (F)	**Fil. 0,6 A (z. 213)** 23AKP4 (S)	
23BY3/CS	A 59/11 W (Ph-RT) 23DEP4A (MD) 23EYP4 (MD) 23EXP4 (MD) RT59H4 (S) RT59J1 (S)			
25BY3/CS	A 65/11 W(Ph) 25MP4 (MD)			

170 8HR

213 BJR

169 7FA

I tubi VALVEX hanno tutti lo zoccolo 170

TRANSISTORI RAYTHEON AL GERMANIO IMPIEGO

TIPO	f_α MHz	Coeff. dissip. in aria °C/mW	Valori max assoluti a 25 °C: V_{CBO} V	V_{EBO} V	V_{CER} V	I_C mA	Caratteristiche di impiego a 25 °C: I_{CBO} max µA	hFE	guad. dB	C_{OB} pF	APPLICAZIONI	Involucro
2N360	2,5	0,35	32	6	30	200	15	100	27	+	Finale audio	TO5
2N361	2,5	0,35	32	6	30	200	15	50	27	+	Finale audio	TO5
2N362	2	0,35	25	6	18	100	15	90	42	+	Pilota audio	TO5
2N363	1,5	0,35	32	6	30	100	15	50	39	+	Pilota audio	TO5
2N632	2,5	0,35	30	6	24	100	25	120	—	+	Finale audio	TO5
2N633	1,5	0,35	32	6	30	100	25	60	—	+	Finale audio	TO5
2N482	3,5	0,40	12	—	—	20	10	50	34,5	12	Amplificatore IF	TO5
2N483	5,5	0,40	12	—	—	20	10	60	37,5	12	Amplificatore IF	TO5
2N484	10	0,40	12	—	—	20	10	90	42,5	12	Amplificatore IF	TO5
2N485	7,5	0,40	12	—	—	10	10	50	—	12	Convertitore mescolatore	TO5
2N486	12	0,40	12	—	—	10	10	100	—	12	Convertitore mescolatore	TO5
2K360	2,5	0,35	32	6	30	200	15	100	27	+	Finale audio	TO1
2K362	2	0,35	25	6	18	100	15	90	42	+	Pilota audio	TO1
2K483	5,5	0,40	12	—	—	20	10	60	37,5	12	Amplificatore IF	TO1
2K485	7,5	0,40	12	—	—	10	10	50	—	12	Convertitore mescolatore	TO1

0.75 A - ALTA TEMPERATURA

TIPO	APPLICAZIONI	P. I. V. V	I_0 mA	V_d max V	Corrente di picco ricorrente A	I_r max 25 °C µA	I_r max µA
1EA10A	Interruttori a bassa frequenza, amplificatori magnetici, alimentatori ed in circuiti di rettificazione ove è richiesta alta conduttanza d'uscita, bassa corrente di dispersione ed alta efficienza di rettificazione.	100 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA20A		200 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA30A		300 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA40A		400 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA50A		500 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA60A		600 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA70A		700 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA80A		800 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA90A		900 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA100A	Tutti i tipi danno una corrente media rettificata di 0,75 A a 50 °C.	1000 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1EA120A		1200 *	250 ○	0,5 ○ □	3	2,5	150 ○
1N536		50 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○
1N537		100 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○
1N538		200 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○
1N539	Custodia DB7	300 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○
1N540		400 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○
1N1095		500 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○
1N547/1096		600 *	250 ○	0,5 ○ □	3	10	300 ○

0.50 A

TIPO	APPLICAZIONI	P. I. V. V	I_0 mA	V_d max V	Corrente di picco ricorrente A	I_r max 25 °C µA	I_r max µA
TR02	Usi generali, particolarmente adatti per alimentatori radio televisivi. Custodia DB7.	100	500	1,4	6	10	—
TR05		200	500	1,4	6	10	—
TR11		450 □	500 ◇	1,4 *	6	10	—
TR22		800 □	500 ◇	1,4 *	6	10	—

3 A - ALTA TEMPERATURA

TIPO	APPLICAZIONI	P. I. V. V	I_0 mA	V_d max V	Corrente di picco ricorrente A	I_r max 25 °C µA	I_r max µA
1EB10A	Particolarmente adatti in circuiti di rettificazione ove è richiesta una alta conduttanza d'uscita, una corrente di conduzione inversa molto bassa ed una efficienza di rettificazione estremamente alta.	100 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB20A		200 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB30A		300 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB40A		400 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB50A		500 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB60A	Queste unità sono disponibili anche a polarità scambiata.	600 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB70A		700 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB80A		800 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB100A	Tutti i tipi danno una corrente media rettificata di 3 A a 50 °C. Custodia DB8.	1000 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○
1EB120A		1200 △	1,0 ○	1,1 ÷	10 >	2	200 ○

□ a 70 °C
△ da — 65 a + 165 °C
* da — 65 a + 175 °C
◇ a 70 °C su carico capacitivo
÷ a 50 °C
○ a 150 °C
□ per Io = 250 mA
* per Io = 5 A (impulsi) a 25 °C
> per Io = 1 A

AMPLIFICATORI E COMMUTATORI ALTA FREQUENZA

TIPO	P_c a 25 °C ambiente (mW)	f α Min. MHz	V_{CBO} V	V_{CER} V	V_{EBO} V	I_{CBO} Max 25°C µA	a V_{CBO} V	hFE Min.	hFE Max	I_C mA	V_{CE} V	C_{ob} pF	V_{CE} V M_{ax} a	I_C mA	I_B mA	Conten.	APPLICAZIONI
2N395	200	3	30	15	20	6	15	20 10	150 —	10 200	1 0,35	12	0,2	50	5	TO 5	Amplificatore media potenza - media corrente
2N396	200	5	30	20	20	6	20	30 15	150 —	10 200	1 0,35	12	0,2	50	3,3	TO 5	Amplificatore R.F.
2N397	200	10	30	15	20	6	15	40 20	150 —	10 200	1 0,35	12	0,2	50	2,5	TO 5	Commutatore rapido
2N404	120	4	25	24	12	5	12	30	60	12	0,15	12	0,2	24	1	TO 5	Commutatore rapido
2N404A	150	4	40	35	25	5	12	30	60	12	0,15	12	0,15	12	0,4	TO 5	Commutatore a media velocità

PER COMMUTAZIONE AD ALTO GUADAGNO IN CORRENTE

TIPO	P_c a 25 °C ambiente (mW)	f α Min. MHz	V_{CBO} V	V_{CER} V	V_{EBO} V	I_{CBO} Max 25°C µA	a V_{CBO} V	hFE Min.	hFE Max	I_C mA	V_{CE} V	C_{ob} pF	V_{CE} V M_{ax} a	I_C mA	I_B mA	Conten.	APPLICAZIONI
2N658	210	2,5	30	18	12	5	12	25 15	80 —	50 200	0,35 0,5	12	0,25	200	28	TO 5	Alta frequenza - alta corrente
2N659	210	5	30	16	12	5	12	40 30	115 —	50 200	0,35 0,5	12	0,25	200	15	TO 5	Moltiplicatore R.F. - commutatore veloce
2N660	210	10	30	14	12	5	12	60 40	160 75	50 400	0,35 0,5	12	0,30	400	20	TO 5	Moltiplicatore R.F. - commutatore veloce
2N661	210	15	30	9	12	5	12	80 55	120 100	50 400	0,35 0,5	12	0,30	400	12	TO 5	Moltiplicatore R.F. - commutatore veloce
2N662	210	4	30	14	12	5	12	30 18	70 65	50 200	0,35 0,35	12	0,25	200	22	TO 5	Moltiplicatore R.F. - commutatore veloce

PER COMMUTAZIONE

TIPO	P_c a 25 °C ambiente (mW)	f α Min. MHz	V_{CBO} V	V_{CER} V	V_{EBO} V	I_{CBO} Max 25°C µA	a V_{CBO} V	hFE Min.	hFE Max	I_C mA	V_{CE} V	C_{ob} pF	V_{CE} V M_{ax} a	I_C mA	I_B mA	Conten.	APPLICAZIONI
2N1303	150	3	30	25	25	6	25	20 10	— —	10 200	1 0,35	12	0,2	10	0,5	TO 5	Commutatore
2N1305	150	5	30	20	25	6	25	40 15	200 —	10 200	1 0,35	12	0,2	10	0,25	TO 5	Commutatore
2N1307	150	10	30	15	25	6	25	60 20	300 —	10 200	1 0,35	12	0,2	10	0,17	TO 5	Commutatore
2N1309	150	15	30	15	25	6	25	80 20	— —	10 200	1 0,35	12	0,2	10	0,13	TO 5	Commutatore

ATTENZIONE!

IL NUMERO 9
DI
SELEZIONE RADIO TV
SARÀ
DEDICATO
ALL'ALTA FEDELTÀ

SELEZIONE RADIO - TV

HI-FI

SELEZIONE RADIO - TV

LA PRIMA FABBRICA DI PILE A SECCO DEL MONDO
HELLESENS
steel flash
HELLESENS
steel power
HELLESENS
All steel